Л. Я. ЭЙДЕЛЬМАН

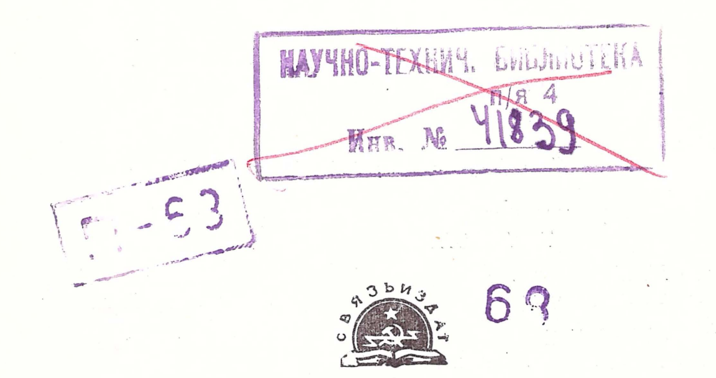
АСИММЕТРИЯ ПИТАЮЩИХ МОСТОВ ТЕЛЕФОННЫХ СТАНЦИЙ

СВЯЗЬИЗДАТ · 1962

отд. свезие
№ 7

Л. Я. ЭЙДЕЛЬМАН

Асимметрия питающих мостов телефонных станций



ГОСУДАРСТВЕННОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО ЛИТЕРАТУРЫ
ПО ВОПРОСАМ СВЯЗИ И РАДИО
МОСКВА 1962

Лев Яковлевич Эйдельман

АСИММЕТРИЯ ПИТАЮЩИХ МОСТОВ ТЕЛЕФОННЫХ СТАНЦИЙ

Отв.редактор *М. Н. Стоянов* Техн. редактор *А. А. Слуцкин*
Редактор *А. Ф. Балакирев* Корректор *Т. А. Васильева*

Сдано в набор 15/XI 1961 г. Подписано в печать 20/II 1962 г.
Форм. бум. $60\times90^1/_{16}$ 7,5 печ. л. 7,12 уч.-изд. л. Тираж 5000 экз.
Т-00768 Зак. изд. 9793 Цена 36 коп.

Связьиздат, Москва-центр, Чистопрудный бульвар, 2

Типография Связьиздата, Москва-центр, ул. Кирова, 40. Зак. тип. 651

ОПЕЧАТКИ,

замеченные в книге Л. Я. Эйдельмана «Асимметрия питающих мостов телефонных станций»

Стр.	Строка	Напечатано	Должно быть
5	11 сн.	... местной сосредоточенной ...	... местной, сосредоточенной ...
6	Рис. 1.2б	E'	E
8	Рис. 1.4б	Пропущено обозначение телефона R'.	
9	5 сн.	. . . месте,	. . . мосте,
10	10 сн.	Z_p . . .	$Z_{пр}$ . . .
13	Рис. 1.9	Zi	Σi
15	8 сн.	приёме . . .	приёмке . . .
15	14 сн.	. . . при нормировании . . .	...при обеспечении возможности нормирования . . .
31	Ф-ла (3.7)	$\ldots = z \cdot e^{\pm j\varphi_i}$	$\ldots = z \cdot e^{\pm j\varphi}$
34	Ф-ла (3.12)	$A = z \ldots$	$\underleftarrow{A_c} = z_a \ldots$
45	5 сн.	. . . (2.26а).	. . . (3.26а).
51	Ф-ла (3.31а)	$\ldots \left[x_{1,2} = x''_{W(m)} \geqslant z'_a \right] = \ldots$	$\ldots \left[x_{1,2} = x''_{W(m)} \geqslant Z''_a \right] = \ldots$
57	Числитель ф-лы (4.8а)	$ZW(Z' - Z'' + Z_к)$	$Z_aW(Z' - Z'' + Z_к)$
57	7—6 сн.	. . . контуров	. . . контуров [Л25, 33÷35].
60	Знаменатель ф-лы (4.11)	$\dot{I}_{(i)}$	$\dot{I}'_{(i)}$
60	17 св.	$\ldots Z_{(n)}, Z''_n$ или $Z'_{(0)c}, Z_{(0)c}$,	$\ldots Z'_{(n)}, Z''_{(n)}$ или $Z'_{(0)c}, Z''_{(0)c}$,
78	12 св.	$\ldots Z_{(0)}$ и $Z_{(0)} \ldots$	$\ldots Z'_{(0)}$ и $Z''_{(0)} \ldots$
79	Подпись под рис. 4.17	. . . места класса Б . . .	. . . моста класса Б . . .
81	Ф-ла (4.33)	$Z'_{1,2(0)} = \ldots = \dfrac{Z'_{1(0)} Z''_{2(0)}}{Z'_\Delta}$.	$Z'_{1,2(0)} = \ldots = \dfrac{Z'_{1(0)} Z'_{2(0)}}{Z'_\Delta}$.
86	Ф-ла (4.40)	$x^{(\ )}_{W(m)[C_1=C_2=\infty]} \approx \ldots$	$x^{(0)}_{W(m)[C_1=C_2=\infty]} \approx \ldots$
87	3 сн.	. . . величину A,	. . . величину A_c.
88	7 св.	... величина не должна ...	...величина b_{A_c} не должна...
88 89	10 сн. 18 сн.	$U_{n\,(доп)}$	$U'_{n\,(доп)}$
99	5 сн.	. . . величины A . . .	. . . величины A_c.
104	7 сн.	$Z_{(0)} <$	$\ldots Z_{э(0)} <$
104	4 сн.	. . . величин A . . .	. . . величин A_c . . .
104	2 сн. и ф-ла (6.8)	$K_{сн}$	$K'_{сн}$
111	7 св.	. . . рис. 2.3а,	. . . рис. 2.3б,
114	6 св.	. . . величины . . .	. . . величину . . .
118	9 сн.	18. Е. В. Катаев.	18. Е. В. Китаев.

Заказ 651

ПРЕДИСЛОВИЕ

Принятая XXII съездом КПСС программа развёрнутого строительства коммунистического общества в СССР предусматривает, наряду с дальнейшим развитием всех отраслей народного хозяйства, всемерное улучшение качества продукции, что в равной степени относится и к средствам электрической связи.

Одной из основных причин снижения качества телефонной передачи на городских телефонных сетях являются шумы и помехи [1]) в разговорном тракте, в значительной степени вызываемые асимметрией разговорных цепей. В ряде случаев помехи, возникающие из-за асимметрии разговорной цепи, являются серьёзным препятствием в обеспечении нормальной телефонной связи.

Проблеме снижения асимметрии в разговорных цепях посвящены многие труды советских и иностранных авторов. Однако во всей многочисленной литературе по асимметрии разговорных цепей рассмотрены главным образом различные проблемы линейной асимметрии.

Несмотря на большую актуальность, вопросы станционной асимметрии, т. е. асимметрии питающего моста станции, в литературе освещены совершенно недостаточно. В немногочисленных статьях, специально или частично посвящённых этим вопросам, имеется ряд противоречивых определений, методов анализа, расчёта и измерений, не учитывается индуктивная связь между обмотками реле питающих мостов, приводятся различные и противоречивые основные исходные данные и определяющие условия, упрощённые расчётные формулы, зависимости и рекомендации, не проверенные в условиях практики.

Не нашли должного отражения эти вопросы и в трудах МККФ и МККТТ, в которых само определение и метод измерения асимметрии питающих мостов устанавливались трижды (в 1931, 1934 и 1951 гг.). Принципиальное отличие принятых в различное время рекомендаций МККФ внесло ещё бо́льшую неопределённость и неясность в эти вопросы.

---

[1]) Здесь идёт речь о помехах в разговорных цепях, обусловленных только асимметрией, но не иными источниками. При этом под термином «помехи» подразумеваются не только различные мешающие шумы, но и переходные разговоры, а также переходные зуммерные сигналы.

Всё это значительно усложнило создание качественно совершенной отечественной декадно-шаговой системы АТС, технические требования к которой предусматривали симметричность разговорных проводов на всех этапах соединения, кроме набора номера. Однако измерения, произведённые при приёмке станции, показали, что, несмотря на применение в качестве сигнальных и питающих реле наиболее совершенных реле *РПН* с симметрично намотанными обмотками на одном сердечнике, величина асимметрии питающего моста АТС-47 во многих случаях в десятки раз превышает рекомендованную в литературе норму, равную 0,11% [Л1].

Практика эксплуатации АТС-47 в Москве показала, что столь высокая величина асимметрии даже при хорошем состоянии кабельных линий вызывает появление в разговорной цепи недопустимых помех, псофометрическое напряжение которых во много раз превышает допустимую величину помех (1 *мв*) на зажимах телефонного аппарата, создаваемую всеми линейными помехами [Л2].

Создание АТС-47 и работы по её модернизации убедительно показали, что без разработки эффективных методов измерения, анализа, расчёта и уменьшения величины станционной асимметрии невозможно создание высококачественных систем автоматических телефонных станций и введение правильного технического контроля симметричности реле и приборов в условиях производства.

Вопросы станционной асимметрии приобретают особое значение при разработке новых систем АТС, в том числе междугородных, характеризующихся отсутствием механизмов со скользящими контактами, поскольку в таких АТС помехи, обусловленные асимметрией питающего моста, преобладают над другими линейными помехами на зажимах телефонного аппарата.

Настоящая работа посвящена рассмотрению наиболее важных общих вопросов станционной асимметрии, необходимых как при разработке и промышленном выпуске телефонных станций различных систем, так и при обслуживании их в условиях эксплуатации.

Основное внимание уделено общим закономерностям и зависимостям величины асимметрии питающих мостов от различных элементов и условий, существующих в разговорных цепях станций нерайонированной телефонной сети.

Глава I

ОПРЕДЕЛЕНИЕ И МЕТОДИКА ИЗМЕРЕНИЯ СТАНЦИОННОЙ АСИММЕТРИИ

1.1 Основные понятия и определения

Асимметрия разговорной цепи или разговорного тракта является одной из причин возникновения помех телефонной связи и снижения её качества.

В соответствии со своими составными частями разговорная цепь обладает линейной и станционной асимметрией.

Линейная асимметрия или асимметрия телефонной цепи по отношению к земле означает неравенство относительно земли электрических параметров одного провода соответственно электрическим параметрам другого в той же цепи.

Станционная асимметрия или асимметрия питающего моста станции означает неравенство комплексных сопротивлений элементов, включённых между каждым из разговорных проводов питающего моста и станционной батареей. Поскольку положительный полюс станционной батареи заземлён, асимметрия питающего моста означает одновременно асимметрию его относительно земли.

Как известно, станционная батарея имеет ничтожное сопротивление для токов разговорных частот. Поэтому при рассмотрении станционной асимметрии этим сопротивлением пренебрегают и, как правило, не указывают его на эквивалентных схемах питающих мостов.

Различие между распределённой или линейной асимметрией телефонных цепей и местной сосредоточенной или станционной асимметрией оконечных телефонных схем было впервые проведено на VIII пленуме МККФ в 1931 г. [Л3]. Согласно рекомендациям этого пленума величина станционной асимметрии[1]) определялась как отношение действующего в приёмнике (телефо-

[1]) Применявшиеся в литературе термины «местная», «сосредоточенная» и «схемная» асимметрия, а также «асимметрия схем» обычно обозначают асимметрию станционной части разговорного тракта или питающего моста, но не всей схемы прибора или станции. Поэтому здесь, как и в других работах, мы применяем только термины: «станционная асимметрия» и «асимметрия питающего моста (станции)».

не) мешающего напряжения U_n к введённой в каждый провод одинаковой продольной эдс E (рис. 1.1), т. е.

$$A_c = \frac{U_n}{E}. \qquad (1.1)$$

В 1934 г. на X пленуме МККФ [Л4] это определение, относящееся к полным схемам местных телефонных соединений, было изменено таким образом, что для создания на зажимах приёмника мешающего напряжения U_n, равного тому, которое возбуждалось до этого действием продольных эдс E, симметрично включалась в провода цепи эдс той же частоты E', т. е.

$$A_c^{(1)} = \delta_f = \frac{E'}{E}. \qquad (1.2)$$

Последнее определение получило в литературе несколько

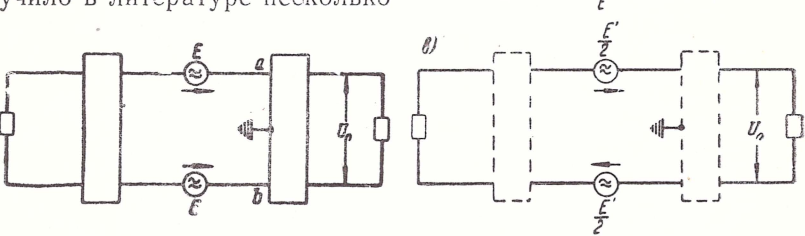


Рис. 1.1. Схема, иллюстрирующая метод определения величины станционной асимметрии согласно рекомендациям VIII пленума МККФ

Рис. 1.2. Схемы, иллюстрирующие метод определения величины станционной асимметрии согласно рекомендациям X пленума МККФ:

а) при включении эдс E' параллельно шлейфу цепи, *б*) и *в*) при включении двух последовательно включённых эдс $E'/2$

различное толкование в зависимости от способа приложения эдс E' [Л5 ÷ Л7]. В некоторых работах [Л8] эквивалентная эдс E' включалась параллельно шлейфу цепи (рис. 1.2*а*), а в других переводных материалах трудов МККФ [Л9, 10] для определения асимметрии в провода цепи включались две эдс $\frac{E'}{2}$ с частотой, равной частоте эдс E, как показано на рис. 1.2*б* и *в*.

Расхождение между этими определениями обусловлено в основном схемами, приведёнными в томах II и IV [Л4], иллюстрирующими возможный способ измерения этой асимметрии

при помощи трёхобмоточного трансформатора, в котором вторичные обмотки имеют «малый импеданс и превосходно отсимметрированы по отношению к первичной обмотке» (рис. 1.3). При этом, измеряя токи в первичной обмотке для обоих режимов, величину асимметрии можно определить из соотношения $A_c^{(1)} = \delta_f = \frac{E'}{E} = \frac{2\,i'}{i}$.

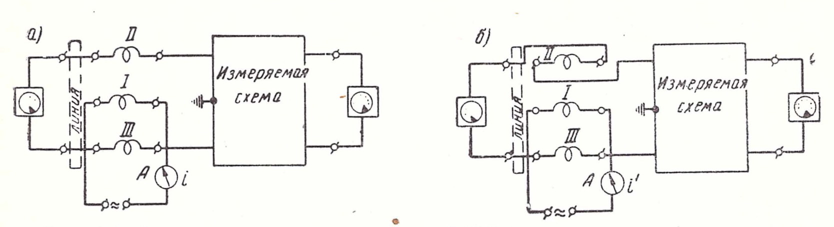


Рис. 1.3. Рекомендуемая X пленумом МККФ схема для измерения величины станционной асимметрии [Л11—13]

В октябре 1951 г. на XVI пленуме МККФ [Л14] была принята новая рекомендация, согласно которой асимметрия оконечной установки относительно земли может характеризоваться при заданной частоте и при определённых рабочих условиях двумя не зависимыми друг от друга величинами (метод Колле). Этими величинами могут быть:

1. Внешняя несогласованность комплексных сопротивлений (Δ) — алгебраическая полуразность величин комплексных сопротивлений, измеряемых между каждым из входных зажимов и землёй при изолировании другого входного зажима. Эта величина выражается в омах.

2. Абсолютная величина внутренней асимметрии (τ) — алгебраическая величина отношения напряжения V на зажимах приёмника установки к общему току I, входящему в установку и протекающему к земле, когда в установку проходят через каждый из входных зажимов равные токи $I/2$. Эта величина может быть выражена в милливольтах на миллиампер или в омах.

Величины Δ и τ, названные первичными характеристиками[1]), могут быть измерены в соответствии с принципиальными схемами, изображёнными на рис. 1.4. При измерениях должны быть приняты меры, чтобы постоянные токи, проходящие по установке, соответствовали рабочим условиям.

---

[1]) Кроме первичных характеристик, МККФ ввёл ещё вторичные характеристики, определяемые более простыми методами измерений. Поскольку последние характеристики не связаны с определением соотношений между напряжением помех на зажимах телефонного аппарата и параметрами других элементов телефонной цепи, на вторичных характеристиках не останавливаемся. Подробно об этом см. [Л15].

В схеме на рис. 1.4*а* r_a и r_b означают плечи моста с равными комплексными сопротивлениями, а Z_a и Z_b — комплексные сопротивления, регулируемые до получения равновесия моста. При этих условиях

$$\Delta = \frac{Z_a - Z_b}{2} . \qquad (1.3)$$

Абсолютная величина внутренней асимметрии определяется по схеме на рис. 1.4*б*, в которой регулировкой сопротивлений Z_a и Z_b добиваются равенства токов, входящих через зажимы *a* и *b*,

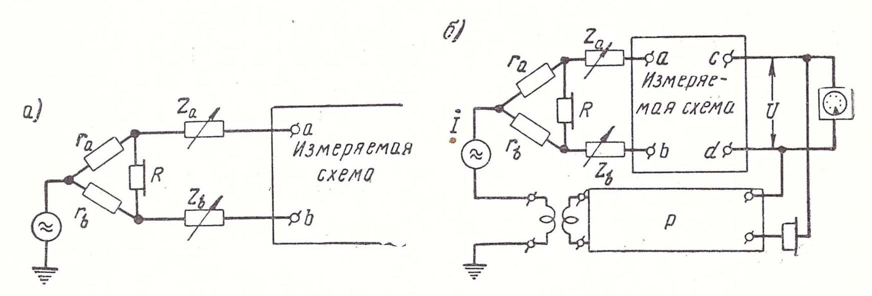


Рис. 1.4. Схемы для измерения:
а) величины Δ, б) величины τ

а *P* означает потенциометр переменного тока, регулируемая часть которого присоединена к зажимам телефонной установки через нулевой индикатор (телефон). При достижении минимального звука в телефоне *R′*

$$\tau = \frac{V}{I} . \qquad (1.4)$$

В рекомендациях МККФ не указано, какой из первичных характеристик следует отдать предпочтение, хотя и отмечено, что пользоваться надо одной из них.

Таким образом, принятые в различное время рекомендации МККФ принципиально отличаются друг от друга определениями, методами измерения и даже единицами для выражения станционной асимметрии. Поэтому в литературе отсутствуют общепринятые определение и способ измерения асимметрии питающих мостов телефонных станций. Характерно, что почти все исследователи принимали определение VIII пленума МККФ, а последующее определение X пленума в исследованиях не использовалось. Точно так же не нашло практического применения определение станционной асимметрии согласно рекомендациям XVI пленума МККФ [Л18, 19].

Наиболее чёткое определение, соответствующее методу VIII Пленума МККФ, дано проф. Е. В. Китаевым [Л16, 18], ко-

торым за меру асимметрии схемы питающего моста принято отношение мешающего напряжения U_n на зажимах приёмника с сопротивлением Z_a, включённого в плечи моста со стороны, противоположной линии, к эдс E, создающей это напряжение (рис. 1.5). Как видно из этой схемы, она в отличие от схемы на рис. 1.1 характеризуется наличием только одного телефонного аппарата и заменой линии сопротивлениями W, каждое из которых измерялось в сторону линии между точкой 1 или 1′ и землёй при наличии линейной симметрии.

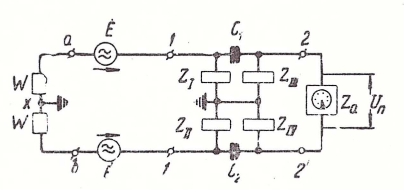


Рис. 1.5. Применяемая в литературе схема для определения величины A_c

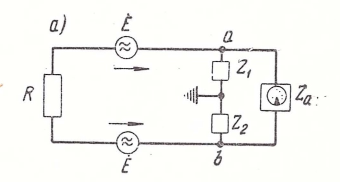
Другие авторы, применявшие схему на рис. 1.5, не имели единой точки зрения на трактовку сопротивлений, приравнивая их к различным омическим сопротивлениям. Вследствие этого результаты исследований не совпадают, а иногда и противоречат друг другу.

1.2. Условия влияния станционной асимметрии

Прежде чем выяснить, каким же основным требованиям должно удовлетворять определение станционной асимметрии, рассмотрим условия мешающего действия последней. Самый простой случай станционной асимметрии представляет собой мост неразделённого питания с сопротивлениями поперечных элементов Z_1 и Z_2 (рис. 1.6*а*). Нетрудно убедиться, что при любой разности этих сопротивлений одинаковые продольные эдс E, включённые в рассматриваемую схему, не могут создать помех в телефонном аппарате (Z_a).

Асимметрия схемы моста может обусловить появление помех в телефоне лишь при наличии в цепи второй заземлённой точки (рис. 1.6*б*). В этом случае ток, проходя по неравным сопротивлениям Z_1 и Z_2, создаёт разность потенциалов между точками a и b, в результате которой возникает ток помех i_n. При строго симметричном месте, когда $Z_1 = Z_2$, напряжение помех равно нулю.

Таким образом, асимметрия питающего моста оказывает мешающее действие только при соединении его с ли-



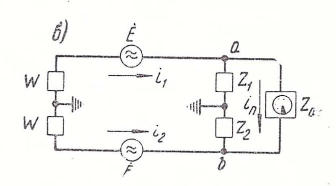


Рис. 1.6. Схемы для иллюстрации:

а) отсутствия помех при любой разности сопротивлений Z_1 и Z_2, *б)* появления помех в телефоне при наличии в цепи второй заземлённой точки

нией, вносящей вторую заземлённую точку в разговорную цепь, как в процессе соединения, так и при разговоре двух абонентов. Поэтому для оценки асимметрии питающего моста согласно рекомендациям VIII и X пленумов МККФ при измерении необходимо включить в схему вторую заземлённую точку через нагру-

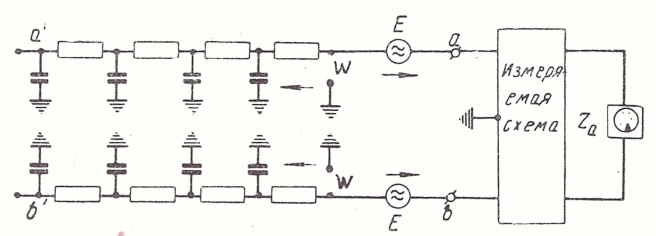


Рис. 1.7. Схема для иллюстрации сущности нагрузочных сопротивлений W

зочные сопротивления. Эти сопротивления должны быть эквивалентны входным сопротивлениям телефонной цепи по отношению к земле, измеренным между точкой a или b и землёй, как показано на схеме рис. 1.7, где симметричная абонентская линия схематически представлена в виде цепочки сосредоточенных постоянных для каждого провода с указанием частичных ёмкостей по отношению к земле.

Следует отметить, что станционная асимметрия имеет направленность действия в зависимости от влияния на вызывающего или вызванного абонента. В этом нетрудно убедиться из рассмотрения упрощённой схемы (рис. 1.8*а*) разговорной цепи станции ЦБ, в которой абонентские линии схематически представлены в виде четырёхполюсников с сосредоточенными параметрами [1]).

Для большей наглядности, пользуясь известными формулами перехода от треугольника сопротивлений к эквивалентной звезде для преобразования схемы моста, можно представить разговорную цепь в виде, изображённом на рис. 1.8*б*, или в виде мостовой схемы на рис. 1.8*в*, где соответствующие величины сопротивлений последовательных или параллельных плеч четырёхполюсников для краткости заменены одним сопротивлением (Z_p или Z_{cr}). Из этих схем следует, что разговорная цепь может быть симметричной только тогда, когда комплексные сопротивления верхней ветви (рис. 1.8*б*) соответственно равны комплексным сопротивлениям нижней ветви. Очевидно, что асимметрия разговорного тракта обусловливает помехи в телефонах обоих разговаривающих абонентов независимо от места возникновения мешающих продольных эдс E или включения их, так как

---

[1]) Частичные ёмкости и сопротивления изоляции между проводами цепи на схеме опущены, как не имеющие существенного значения для данного вопроса.

при наличии станционной асимметрии в симметричных линиях токи $i_1 \neq i_2$. Следовательно, возникающая в результате неравенства этих токов разность потенциалов между точками a и b соз-

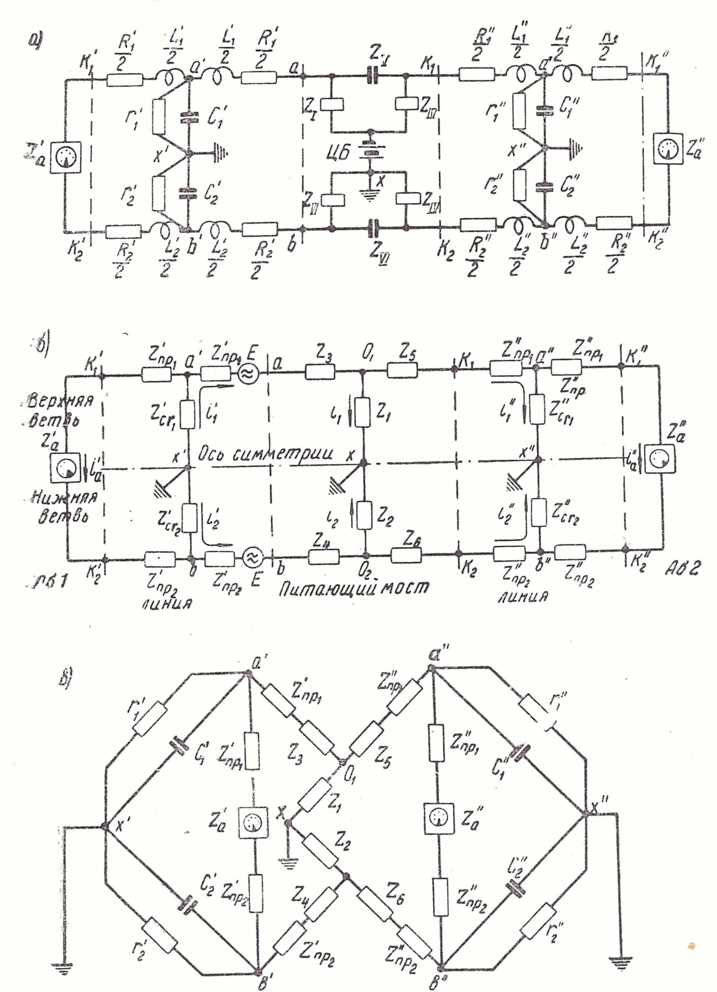


Рис. 1.8. Схемы для иллюстрации направленности действия станционной асимметрии:

а) непреобразованная разговорная цепь станции ЦБ, *б)* с преобразованными сопротивлениями питающего моста, *в)* в виде мостовой схемы с преобразованными сопротивлениями двойного моста питания

даст помехи в телефонах обоих абонентов. Точно так же при симметричном питающем мосте асимметрия телефонной цепи обусловит появление помех в телефонах обоих абонентов. Как видно из схемы на рис. 1.8*в*, только строгое равновесие для мешающей

частоты в обоих мостах может устранить возможность появления помех в телефонах разговаривающих абонентов.

Из приведённых схем видно, что при строго симметричных абонентских цепях помехи за счёт станционной асимметрии зависят не только от параметров самого питающего моста, но и от входных сопротивлений телефонных аппаратов и параметров абонентских цепей.

Поэтому требование симметрии всего разговорного тракта равноценно требованию симметричности телефонной цепи и питающего моста в отдельности, если не считать практически нереального частного случая, когда оба вида асимметрии полностью компенсируют друг друга.

Появление помех в телефонах обоих абонентов несколько меняет представление о станционной асимметрии согласно определениям МККФ, так как при наличии двух телефонных аппаратов величина асимметрии не может характеризовать одновременно помехи в одном и другом телефоне.

В связи с этим величина станционной асимметрии в зависимости от мешающего действия на абонентов может быть выражена согласно ф-ле (1.1) следующим образом: для 1-го (вызывающего) абонента

$$\underset{\leftarrow}{A_c} = A_{c\,[2-1]} = \frac{U_n'}{E} = \frac{I_n' \; z_a'}{E} \qquad (1.5а)$$

и для 2-го (вызванного) абонента

$$\underset{\rightarrow}{A_c} = A_{c\,[1-2]} = \frac{U_n''}{E} = \frac{I_n'' \; z_a''}{E}\,, \qquad (1.5б)$$

где стрелки или индексы при A_c указывают на расположение мешающих продольных эдс E от *Аб 2* к *Аб 1* или от *Аб 1* к *Аб 2* от рассматриваемого телефонного аппарата (рис. 1.8б).

Окончательную оценку величины асимметрии следует производить по большей величине A_c, создающей наибольшее мешающее действие в телефоне одного из разговаривающих абонентов. Как показывает практика, наибольшие помехи наблюдаются в телефоне вызывающего абонента во время процесса установления соединения и до ответа абонента. В это время часто прослушиваются не только зуммерные сигналы, радио, импульсы набора номера, различного рода трески и сплошной шумовой фон низкой частоты, но даже внятный переходный разговор.

Помехи в телефоне вызывающего абонента во время установления соединения, казалось бы, не оказывают существенного влияния. Поэтому, как уже указывалось во введении, при разработке АТС-47 считалось достаточным соблюдение симметрии на всех этапах соединения, кроме набора номера.

Не говоря уже о низком качестве связи при прослушивании абонентом указанных помех и шумов во время установления

соединения, следует иметь в виду, что наличие станционной асимметрии вызывает не только появление помех в собственной цепи, но одновременно является причиной и источником помех на соседних цепях. Это объясняется тем, что мешающие эдс возникают в разговорных цепях не только в результате электро-

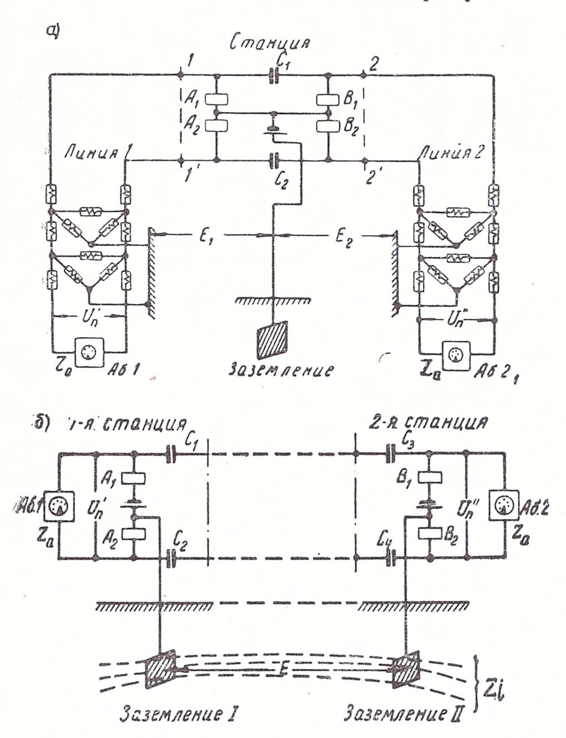


Рис. 1.9. Схемы для иллюстрации:

а) влияния разности потенциалов между станционной и линейными землями в нерайонированной сети на появление помех на телефонах разговаривающих абонентов; *б)* появления помех за счёт станционной асимметрии в результате наличия переменной разности потенциалов между станционными заземлениями двух станций

магнитного влияния соседних цепей, что соответствует эквивалентным схемам с равными по величине и противоположными по фазе эдс (рис. 1.1; 1.8*б*), но и в результате наличия переменной разности потенциалов между станционными землями (рис. 1.9*б*) или между станционной и линейной землями (рис. 1.9*а*). Исследования и измерения показали, что мешающие продольные эдс на крупных телефонных сетях страны являются следствием не только прохождения блуждающих токов за счёт электрифицированного транспорта, но и влияния разговорных и зуммерных токов в асимметричных разговорных цепях.

Явление образования мешающих продольных эдс и перехода токов вследствие наличия станционной асимметрии легко понять из рассмотрения упрощённой эквивалентной схемы на рис. 1.10, где представлены две цепи с простейшими мостами и неравными плечами $Z_1 \neq Z_2$. В первой цепи под действием напряжения $U_м$ между точками O_1 и K_1 образуется разность потенциалов E за

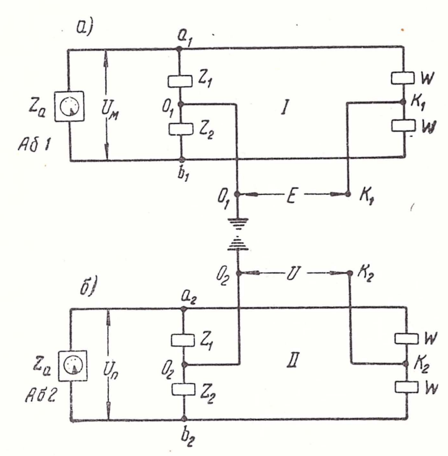


Рис. 1.10. Схема для иллюстрации влияния станционной асимметрии на снижение переходного затухания между двумя разговорными цепями.

счёт прохождения тока по неравным сопротивлениям Z_1 и Z_2. Рассматривая зажимы O_1K_1 как зажимы источника тока с эдс E, можно считать цепь II нагрузкой генератора E. Тогда приближённо (обе цепи практически состоят из одинаковых элементов) получаем эквивалентную схему генератора с внутренним сопротивлением, равным сопротивлению нагрузки. В этом случае, как известно, напряжение $U = \frac{E}{2}$. Таким образом, вследствие асимметрии в первой цепи под действием разговорных и зуммерных токов образуется разность потенциалов между станционной и линейной землями E, которая вызывает появление помех в другой асимметричной цепи.

Это обстоятельство является весьма важным, поскольку, во-первых, показывает один из основных источников образования на городских телефонных сетях мешающих продольных эдс (или напряжений), что хорошо согласуется с практикой, и, во-вторых, показывает одну из причин снижения переходного затухания между разговорными цепями, когда последние строго симметричны по отношению друг к другу, но имеют станционную асимметрию.

Насколько важно соблюдение симметрии станционных приборов, входящих в разговорный тракт, не только в положении разговора, но и при установлении соединений, свидетельствует ряд случаев из практики организации телефонной связи, когда под действием значительных продольных эдс или при весьма высокой асимметрии питающего моста зуммерные сигналы *ответ станции*,

контроль посылки вызова и *занятость* не могли быть различимы на фоне весьма высоких непрерывных помех [Л6]. В результате этого связь не могла быть установлена без применения специальных комплектов с трансформаторным входом или устранения значительной величины асимметрии.

Исследования показали, что при учёте условий влияния станционной асимметрии, следует считать оправданным и целесообразным применение определяющей схемы рис. 1.5, характеризующейся наличием одного телефонного аппарата, включённого к питающему мосту без линии, так как:

а) в реальных условиях значительная часть абонентов телефонной сети имеет столь незначительную длину линии, что ею практически можно пренебречь;

б) значительно упрощается определение величины A_c расчётным путём и измерением, поскольку устраняются переменные параметры второй линии исследуемой схемы, а затухание этой линии можно учесть при определении нормы на величину A_c (см. гл. 5);

в) такая схема обеспечивает гарантию того, что в реальных условиях для абонентов, расположенных непосредственно вблизи станции, асимметрия не превысит измеренной или рассчитанной величины;

г) величина A_c не может характеризовать помехи в телефонах обоих разговаривающих абонентов и должна определяться не только во время разговора двух абонентов, но и в процессе установления соединения, когда включён лишь один телефон.

1.3. Основные требования к определению станционной асимметрии

При анализе различных методов определения станционной асимметрии основными критериями следует принять практическую целесообразность и физическое соответствие метода при нормировании величины асимметрии [Л6].

Вследствие многообразия параметров линий и телефонных аппаратов на городских телефонных сетях точное воспроизведение всевозможных рабочих условий в разговорном тракте возможно только в отдельных случаях.

Однако для сравнения качества различных схем питающих мостов при их разработке, приёме и эксплуатации нет необходимости в создании условий для каждого конкретного случая.

Для этого достаточно выполнение следующих основных требований:

1. Определение станционной асимметрии должно наиболее просто выражать соотношение между напряжением помех на зажимах телефонного аппарата и напряжением мешающего источника.

2. Полученная при измерении величина станционной асимметрии должна соответствовать наибольшей возможной величине, которую можно ожидать при самых неблагоприятных реальных условиях в разговорной цепи и исправной схеме питающего моста.

3. Измерительная схема должна обеспечивать возможность определения величины асимметрии расчётным путём.

4. Измерительная схема должна обеспечивать получение быстрых результатов измерений наиболее простым путём при использовании общедоступных измерительных и вспомогательных приборов.

5. Станционная асимметрия не должна зависеть от линейной асимметрии, т. е. должна определяться при симметричной абонентской (в нерайонированной сети) или при симметричных абонентской и соединительной (в районированной сети) линиях.

6. Измерительная схема должна обеспечивать правильное количественное выражение асимметрии ($A_c = 0$ при полной симметрии и $A_c = 100\%$ при полной асимметрии схемы моста).

1.4. Измерение станционной асимметрии методом двух одинаковых эдс или напряжений и методом одного генератора

Согласно определениям VIII, а также X пленумов МККФ, в схему измерения станционной асимметрии должны быть вклю-

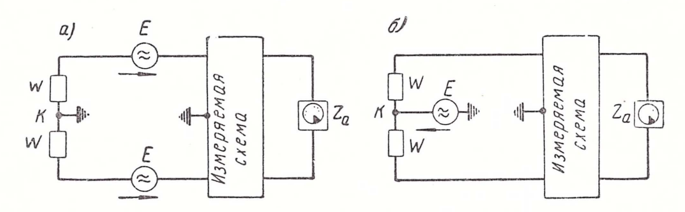


Рис. 1.11. Определение величины A_c:
а) методом двух эдс, б) методом одного генератора

чены одинаковые продольные эдс E (рис. 1.11*а*), для создания которых рекомендовалось использование симметричного трёхобмоточного трансформатора по схеме рис. 1.3*а*.

Нетрудно убедиться, что схемы рис. 1.11 являются эквивалентными для определения станционной асимметрии. Применяя метод контурных токов, например к преобразованной схеме двойного моста питания (рис. 1.12*а*), можно получить следующую систему уравнений:

$$\left.\begin{aligned} \dot I_1 Z_{11} + 0 + \dot I_3 Z_1 &= \dot E \\ 0 + \dot I_2 Z_{22} - \dot I_3 Z_2 &= \dot E \\ I_1 \dot Z_1 - I_2 \dot Z_2 + I_3 \dot Z_{33} &= 0 \end{aligned}\right\}, \qquad (1.6)$$

где

$$\left.\begin{aligned} Z_{11} &= W + Z_1 + Z_3 \\ Z_{22} &= W + Z_2 + Z_4 \\ Z_{33} &= Z_a + Z_1 + Z_2 + Z_5 + Z_6 \end{aligned}\right\}. \qquad (1.7)$$

Выбирая те же контуры во второй схеме для метода одного генератора (рис. 1.12*б*), очевидно, получим выражения (1.6) и (1.7). Следовательно, $\dot{I}_1 = \dot{I}'_1$, $\dot{I}_2 = \dot{I}'_2$ и $\dot{I}_n = \dot{I}_3 = \dot{I}'_3$. Поскольку при

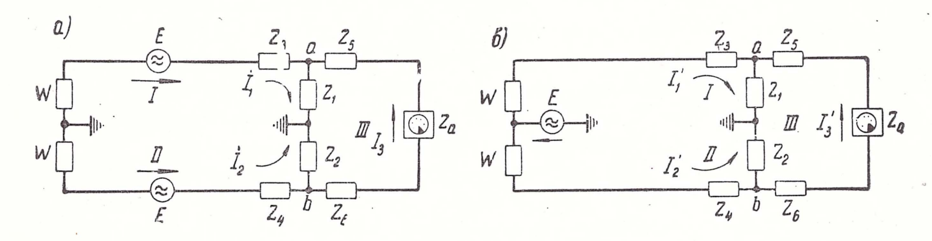


Рис. 1.12. Эквивалентные схемы для определения величины A_c двойного моста питания:
а) методом двух эдс, *б)* методом одного генератора

доказательстве не вводились какие-либо ограничения, следует вывод об эквивалентности обоих методов измерений.

Таким образом, можно расширить определение станционной асимметрии и на метод одного генератора. Такое расширение определения не только позволяет получить наиболее простой и совершенный способ измерения, исключающий из схемы один из асимметричных элементов (трёхобмоточный трансформатор), но и даёт большее приближение к физической сущности появления помех в разговорной цели за счёт станционной асимметрии.

Метод двух эдс больше соответствует действию в цепи продольных эдс, возникающих вследствие электромагнитного влияния линий сильного тока. Метод же одного генератора больше соответствует действию общей или результирующей эдс, обусловленной электромагнитной и ёмкостной связью, а также разностью потенциалов на переменном токе между «линейной» и станционной землями. Эту эдс или разность потенциалов в дальнейшем будем называть общей мешающей продольной эдс в отличие от распространённого термина «продольная эдс» [Л21, 22], относящегося к эдс, обусловленной электромагнитной связью.

Следует отметить, что при определении асимметрии согласно X пленуму МККФ указывались не «продольные эдс E и E'», а «продольные напряжения E и E'». В работе [Л6] показано, что основное определение (через эдс) является частным случаем более общего определения, выраженного через продольные напряжения, поскольку в первом определении предполагается на-

личие идеального генератора без внутреннего сопротивления. В реальных же условиях измерения асимметрии не учитывать внутренних сопротивлений генераторов не всегда возможно. При этом нужно обратить внимание на следующее важное обстоятельство. Использовать измерительную схему с двумя напряжениями возможно только тогда, когда внутренние сопротивления «генераторов» весьма малы в сравнении с полными сопротивлениями схемы. Если это условие не выполняется, то нельзя обеспечить два равных продольных напряжения, даже при применении идеального симметричного трёхобмоточного трансформатора, так как при неравенстве токов, протекающих по первой и второй обмоткам (на рис. 1.3 — обмотки II и III), напряжения на этих обмотках также неравны. Этого нет в методе одного генератора. По-видимому, этим и объясняется указание МККФ о необходимости обеспечения минимальных полных сопротивлений симметричных обмоток трансформатора.

Одной из трудностей измерения станционной асимметрии в практических условиях является подмагничивание питающих реле постоянным током. При применении трёхобмоточного трансформатора нельзя избежать прохождения постоянного тока через линейные обмотки, в результате чего асимметричность его может несколько возрасти. Это исключено в методе одного генератора.

Поскольку метод одного генератора обеспечивает более простую измерительную схему и не требует применения строго симметричного трёхобмоточного трансформатора, изготовление которого требует большой точности, наиболее совершенным методом измерения станционной асимметрии следует считать метод одного генератора. Однако при теоретическом анализе асимметрии питающих мостов схемы рис. 1.11 как эквивалентные могут применяться на одинаковом основании.

1.5. Определение и практический метод измерения станционной асимметрии

В результате анализа различных известных и возможных методов определения и измерения величины асимметрии установлено, что последующие рекомендации МККФ (X и XVI пленумов) в отношении станционной асимметрии в меньшей степени отражают реальные физические процессы в разговорном тракте, не дают преимуществ, более сложны и в количественном выражении менее наглядны, чем рекомендации VIII пленума МККФ. При этом характерно, что согласно рекомендациям VIII пленума само определение выражает назначение термина «станционная асимметрия», а именно: связь между напряжением помех и мешающим напряжением в собственной разговорной цепи при наличии неравенства сопротивлений поперечных элементов питающего моста станции. Таким образом, само опреде-

ление показывало, какую часть мешающего напряжения E составляет напряжение помех.

Такой ясности цели самого определения и физического соответствия явлению возникновения помех в разговорном тракте за счёт асимметрии питающего моста станции нет ни в методе X, ни в методе XVI пленумов МККФ. Как видно из определений X пленума МККФ, реальная величина напряжения помех на зажимах телефонного аппарата U_n, обусловленная действием мешающего продольного напряжения, заменялась такой эквивалентной эдс (E'), которая при ином включении вызывала бы такое же напряжение помех U_n. Очевидно, что в последнем случае реальные физические процессы в разговорной цепи заменялись фиктивными, искусственно вызванными процессами, равноценными между собой только с точки зрения величины напряжения помех на зажимах телефонного аппарата.

Как показано [Л6, 7], введение искусственных условий в разговорную цепь обусловливает неравенство в количественном отношении методов VIII и X пленумов МККФ, несмотря на их соответствие в отношении величины напряжений помех. Вследствие этого две схемы, равноценные по величине A_c по методу VIII пленума, оказываются совершенно различными при применении метода X пленума. Такой же вывод следует из сравнения методов VIII и XVI пленумов МККФ. При этом оказалось, что выравнивание линейных токов в методе Колле значительно увеличивает напряжение помех, причём в количественном отношении различно для мостов, равноценных по величине A_c. Измерительная схема в новом методе более сложна, чем в предыдущих методах (VIII и X пленумов МККФ), и не даёт существенных преимуществ.

Как показал анализ, предельные значения величины $A_c = \delta_f$ лежат в пределах от 0 до 200%, а величин Δ и τ — в пределах от 0 до половины полного сопротивления приёмника $\frac{Z_n}{2}$, что безусловно мало наглядно в количественном отношении и не соответствует основным требованиям, изложенным в п. 1.3.

При наличии в схеме питающего моста индуктивно связанных поперечных элементов результаты измерений асимметрии по методу VIII пленума и последующих пленумов МККФ не только значительно отличаются, но и противоречат друг другу, В результате этого качество одного и того же питающего моста оказывается различным при измерении указанными методами.

Исследования полностью подтвердили простоту, физическое соответствие, наглядность и удобство определения величины станционной асимметрии в нерайонированной телефонной сети согласно рекомендациям VIII пленума МККФ при внесении поправок, указанных выше, а также возможность применения основного принципа этого определения и для величины асимметрии в районированной сети.

Величина асимметрии в нерайонированной телефонной сети должна определяться отношением напряжения помех U_n на зажимах телефонного аппарата с сопротивлением Z_a включённого непосредственно в плечи питающего моста станции, к общему мешающему продольному напряжению U (или эдс E при $Z_{ген}=0$) при симметричных нагрузочных сопротивлениях измерительной схемы ($W=W_a=W_в$); при этом в телефонном аппарате микрофон заменяется эквивалентным сопротивлением (рис. 1.11*б*). Таким образом, величина станционной асимметрии, выраженная в процентах, определяется формулой

$$A_c = \frac{U_n}{U} \cdot 100\% = \frac{U_n}{E\,[Z_{ген}=0]} \cdot 100\%. \qquad (1.8)$$

Величину A_c обычно принято выражать в процентах. Однако её можно выражать и в виде

$$b_{A_c} = \ln \frac{1}{A_c}, \qquad (1.9)$$

где b_{A_c} — затухание асимметрии питающего моста.

Очевидно, что выражение величин A_c в процентах или b_{A_c} в неперах не меняет сущности определения асимметрии, поскольку степень или величина её остаётся неизменной и лишь формально выражается различно. Таким образом, термины «асимметрия» и «затухание асимметрии» следует считать идентичными.

Величина A_c должна определяться отдельно для вызванного ($\overrightarrow{A_c}$) и вызывающего ($\overleftarrow{A_c}$) абонентов, принимая при равных условиях бо́льшую из полученных величин.

Наиболее совершенным методом измерения станционной асимметрии в нерайонированной и районированной телефонных сетях является метод одного генератора (рис. 1.11*б*), имеющий ряд преимуществ перед методом, основанным на применении трёхобмоточного, строго симметричного трансформатора с минимальными комплексными сопротивлениями обмоток[1]).

Практические измерения величины A_c должны проводиться при прохождении в питающем месте постоянного тока питания, соответствующего наиболее худшим реальным условиям. Для этой цели ЦНИИС рекомендована измерительная схема, представленная на рис. 1.13. В этой схеме ключ $Кл_1$ используется для переключения лампового вольтметра, а ключ K_2 — для включения цепи питания в питающем мосте через миллиамперметр *мА*, реостат R и дроссель *Др*. Сопротивление дросселя постоянному току не должно превышать 200 *ом*, а его сопротивление переменному току частотой 800 *гц* должно быть выше 100 000 *ом*.

---

[1]) После представления доклада [Л5] метод одного генератора и принцип определения согласно ф-ле (1.8) включены в решения 1 исследовательской комиссии докладчиков для рекомендаций МККТТ в отношении станционной асимметрии, принятые в 1960 г. [Л23].

Этим условиям удовлетворяет дроссель, имеющий сердечник из трансформаторной стали типа Ш-20 с площадью поперечного сечения 5 *см*² и обмотку из 4000 витков провода ПЭЛ диаметром 0,35 *мм*. Воздушный зазор в сердечнике равен 0,5 *мм*. Микро-

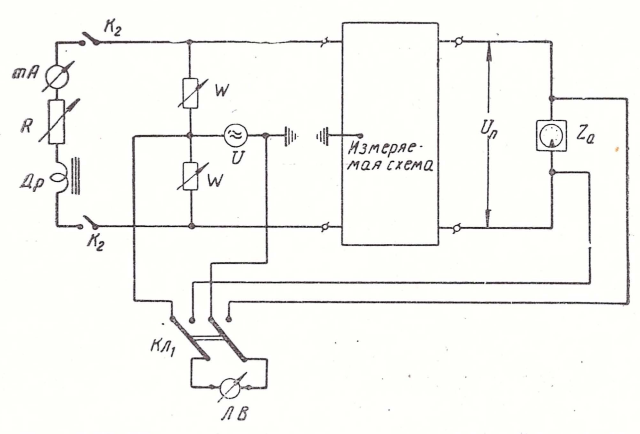


Рис. 1.13. Измерительная схема для практического определения станционной асимметрии

фонный капсюль телефонного аппарата обычно заменяют сопротивлением 200 *ом*. В настоящее время (см. ниже) при измерении величины A_c должен применяться телефонный аппарат ТАН-5-МП или БАГТА-49, а в качестве нагрузочных сопротивлений следует применять слюдяные симметрично выполненные конденсаторы, включённые последовательно с сопротивлениями по 130 *ом* в случае необходимости измерения величины A_c во всём частотном диапазоне. В этом случае

$$W = 130 - i\frac{1}{\omega C_W}, \quad ом, \tag{1.10}$$

где $C_W = 0{,}318$ *мкф*.

Однако величину A_c практически достаточно определять на частоте 1000 *гц* при нагрузочных сопротивлениях

$$W \approx \frac{1}{i\omega C_W}, \tag{1.10a}$$

где $C_W = 0{,}265$ *мкф*.

Напряжение измерительного генератора рекомендуется устанавливать при измерениях равным 1 *в*. При этом величина A_c в промилях (0,1 %) численно равна измеренной величине напряжения помех на шкале в милливольтах. При измерениях рекомендуется применять измерительный генератор с внутренним сопротивлением не более 50 *ом* для уменьшения потери мощности.

Глава 2

КРАТКИЙ ОБЗОР И КЛАССИФИКАЦИЯ ПИТАЮЩИХ МОСТОВ ГОРОДСКИХ ТЕЛЕФОННЫХ СТАНЦИЙ

2.1. Основные понятия о питающем мосте как многополюснике

Как известно, в отдельных системах РТС и АТС питание микрофонов производится по различным схемам. В отношении асимметрии совершенно различные системы телефонных станций могут оказаться однотипными и, наоборот, весьма близкие системы телефонных станций могут оказаться совершенно различными или разнотипными. Единственным критерием общности станций в отношении асимметрии является однотипность их питающих мостов.

Поскольку питающий мост полностью входит в разговорный тракт, он является наиболее существенной частью всей системы станции, определяющей качество телефонной связи. Вследствие наличия в питающем мосте двух пар зажимов для передачи токов разговорной частоты он часто называется станционным четырёхполюсником.

С точки зрения передачи полезной энергии питающий мост можно считать пассивным четырёхполюсником. С точки же зрения помех, обусловленных самой станцией, питающий мост нельзя считать пассивным, так как эти помехи в основном создаются станционными устройствами питания, а также движущими контактными приборами. Поэтому, строго говоря, питающий мост станций ЦБ следует считать активным четырёхполюсником. Пользуясь классификацией проф. Э. В. Зеляха [Л25], питающий мост можно считать автономным четырёхполюсником, поскольку на зажимах центральной батареи, следовательно, и на зажимах моста, эдс помех существует независимо от других источников помех и наличия абонентских цепей.

При рассмотрении питающего моста в качестве пассивного или активного четырёхполюсника наличие в нём земли обычно не учитывается. Однако при исследовании станционной асимметрии приходится всегда учитывать наличие земли в разговорном тракте и в питающем мосте. В этом случае питающий мост будет представлять собой неавтономный пятиполюсник (или шестиполюсник при учёте обоих полюсов батареи), в котором

наличие земли обусловливает мешающее действие в собственной и соседних цепях. Превращение станционного четырёхполюсника в пятиполюсник обычно не позволяет воспользоваться хорошо разработанной теорией четырёхполюсников, что в значительной степени усложняет исследование асимметрии.

2.2. Деление питающих мостов в зависимости от системы питания микрофонов телефонных аппаратов

Существующие питающие мосты телефонных станций в зависимости от системы питания микрофонов обычно делятся на три группы: простейшие (рис. 2.1*а*), расчленённые (рис. 2.1*б*) и двойные мосты (рис. 2.1*в* и *г*), которые соответственно обеспечивают неразделённую, полуразделённую и разделённую системы питания. Двойные мосты чаще всего бывают конденсаторного типа (рис. 2.1*в*), но иногда применяются и трансформаторного типа (рис. 2.1*г*).

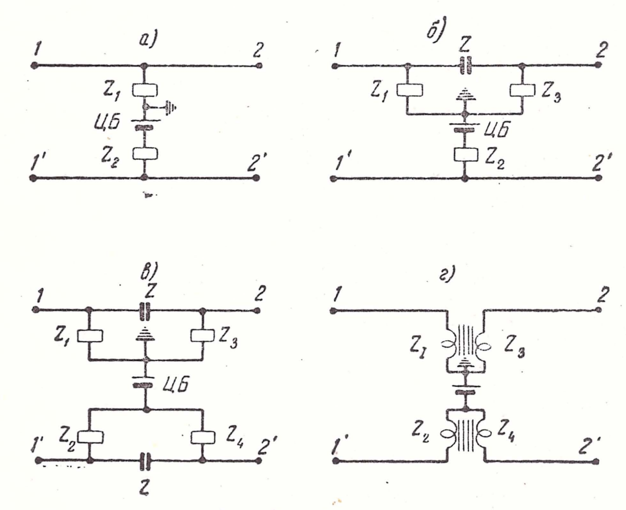


Рис. 2.1. Схемы:

а) простейшего моста неразделённой системы питания, *б)* расчленённого моста полуразделённой системы питания, *в)* двойного моста конденсаторного типа, *г)* двойного моста трансформаторного типа

Как известно, простейший питающий мост неразделённого питания как наименее совершенный имел крайне ограниченное применение в некоторых коммутаторах малой емкости (например, в настенном коммутаторе ЦБ на 30 номеров). В настоящее время неразделённое питание не применяется даже в АТС малой ёмкости, хотя ранее выпускаемые АТС типа ОЛ-200 имели все

такое питание. Полуразделённое питание в системе АТС совершенно не применяется. Такой способ питания встречается только в ручных станциях ЦБ, например в коммутаторах ЦБ×2. Современные АТС имеют только полностью разделённое питание.

2.3. Простейшие питающие мосты

Принятое в технике городских телефонных станций деление питающих мостов в зависимости от системы питания микрофонов телефонных аппаратов основано на учёте схемы моста в разговорном положении, когда в ней указываются только поперечные элементы [1]), включённые во время разговора. Такое деление не является полным при исследовании зависимости величины A_c от параметров элементов моста, когда не всегда возможно и достаточно рассматривать схему моста в разговорном положении.

Поэтому питающие мосты в зависимости от построения схем с точки зрения их асимметрии могут быть разделены на простейшие, простые и сложные. Наиболее типичные схемы и поперечные элементы некоторых простейших питающих мостов, образующихся в процессе установления соединения, приведены на рис. 2.2. Из этих схем видно, что только в трёх случаях — в

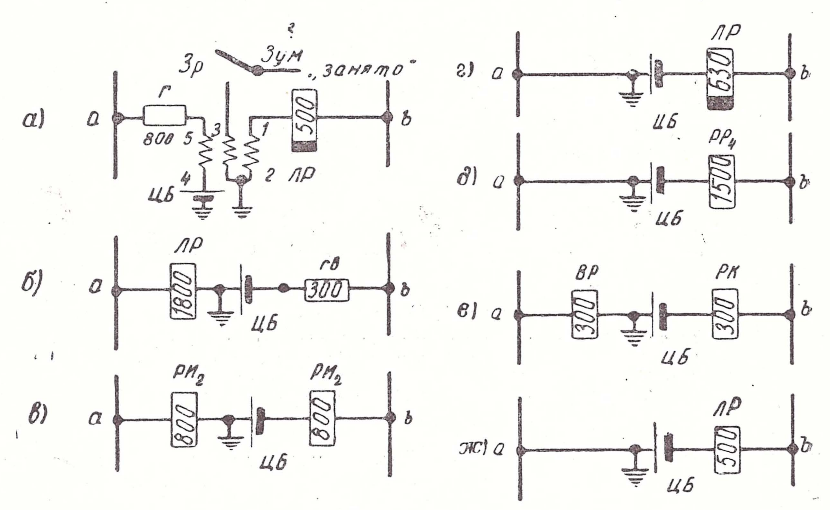


Рис. 2.2. Поперечные элементы:

а) IПИ АТС-47, *б)* абонентского комплекта АТС машинной системы завода «Красная заря», *в)* ТИВ АТС машинной системы завода «Красная заря», *г)* IПИ АТС Строуджера, *д)* регистра АТС машинной системы завода «Красная заря», *е)* абонентского комплекта коммутаторов ЦБ×3 и ЦБ×3×2, *ж)* абонентского комплекта коммутатора ЦБ×2

[1]) Элементы, включённые между каждым из разговорных проводов и землёй (параллельно проводу), называются поперечными в отличие от продольных элементов, включённых последовательно в разговорные провода питающего моста.

ТИВ АТС машинной системы и в абонентском комплекте коммутаторов ЦБ×3 и ЦБ×3×2 (рис. 2*в* и *е*) — питание микрофона вызывающего абонента происходит по внешне симметричной схеме. В других же случаях схемы питания явно несимметричны, в особенности на рис. 2.2*г*, *д* и *ж*. Как уже указывалось, такие схемы являются крайне нежелательными даже при установлении соединения.

2.4. Простые и сложные питающие мосты

Питающие мосты многих систем телефонных станций в разговорном положении состоят только из питающих реле (или реле и реактивных катушек) и двух разделительных конденсаторов. Такие мосты будем называть простыми в отличие от сложных, у которых имеются ещё и другие схемные элементы, не имеющие прямого отношения к питанию микрофонных цепей.

Типичной схемой простого моста является схема моста АТС машинной системы завода «Красная заря» (рис. 2.3*а*). По такой схеме собраны питающие мосты АТС систем Строуджера, R-6, круговой и др., а также коммутаторов ЦБ×3, ЦБ×3×2, ЦБКУ, завода «ВЭФ» и др.

Сложные питающие мосты обычно применяются, когда в разговорный тракт необходимо включить, кроме питающих реле, другие реле или устройства для целей сигнализации, учёта переговоров и т. д. Схемы таких мостов весьма разнообразны, поскольку каждая система АТС, а иногда и РТС, имеет свои специфические схемные особенности. В случаях районированной сети или связи АТС различных систем схемы питающих мостов ещё более усложняются и состоят из каскадного соединения различных простых мостов. Некоторые из наиболее типичных схем сложных мостов АТС и РТС приведены на рис. 2.3 и 2.4.

2.5. Геометрический принцип симметрирования

Наиболее характерной особенностью всех без исключения сложных мостов конденсаторного типа, а также некоторых сложных мостов трансформаторного типа является введение в схему ряда дополнительных элементов специально для улучшения симметрии моста. Такие элементы будем называть симметрирующими. Так, например, в АТС типа А (рис. 2.3*б*) включение в провод *a* реле *E* обусловило включение в провод *b* симметрирующего контура из реле *O* и конденсатора в 0,25 *мкф*. Наличие таких конденсаторов, характеризующих в схеме недействующие (симметрирующие) электромагнитные элементы, является второй типичной особенностью схем сложных питающих мостов.

Не всегда имеется возможность ограничиться включением недействующих элементов в том же приборе, в котором включе-

ны действующие элементы. Так, например в АТС-47 введение симметрирующей обмотки реле *СБ* конденсатора в 1 *мкф* и сопротивления в *IГИ* потребовало включения почти аналогичного контура не только в *ЛИ*, но и в *РСЛ* для связи с АТС машинной системы. Включение же этих элементов усложняет и удорожает схему питающего моста в многочисленных приборах станций, а также требует применения дополнительных релейных контактов.

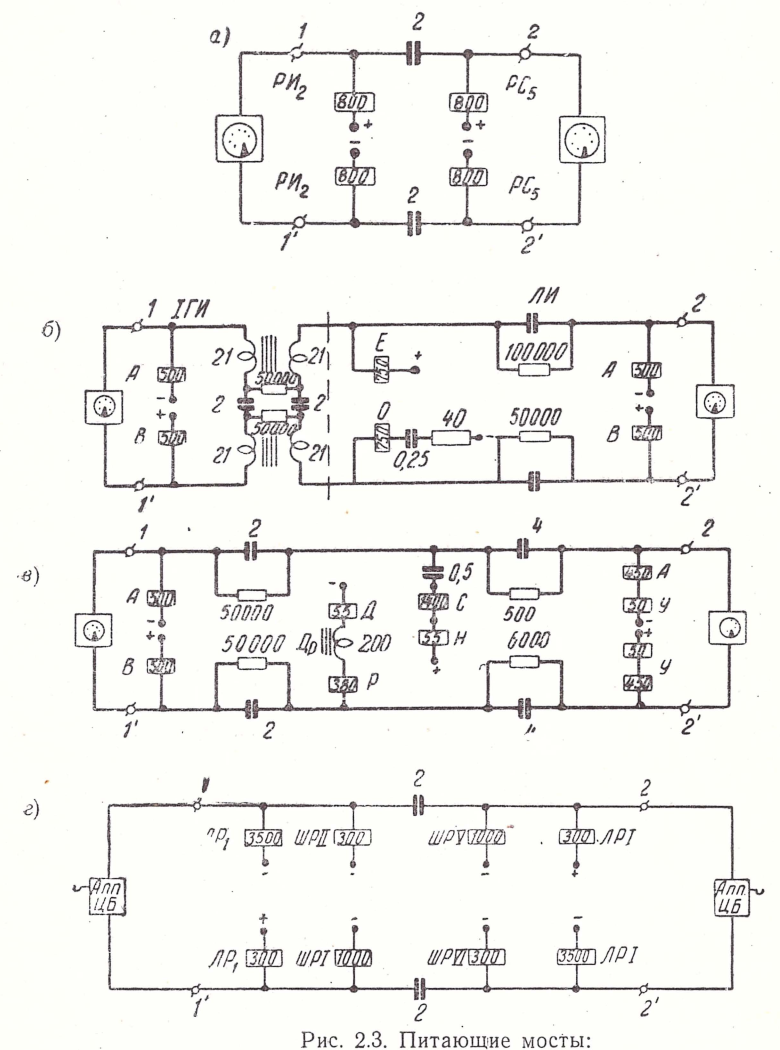


Рис. 2.3. Питающие мосты:

а) АТС машинной системы завода «Красная заря», *б)* АТС системы Сименс и Гальске типа А, *в)* АТС системы Сименс и Гальске типа Ф, *г)* РТС с автоматическим распределением вызова

В способе симметрирования схемы моста с помощью дополнительных элементов включение действующего реле (дросселя) требует включения такого же недействующего устройства через конденсаторы, сопротивления и релейные переключающиеся

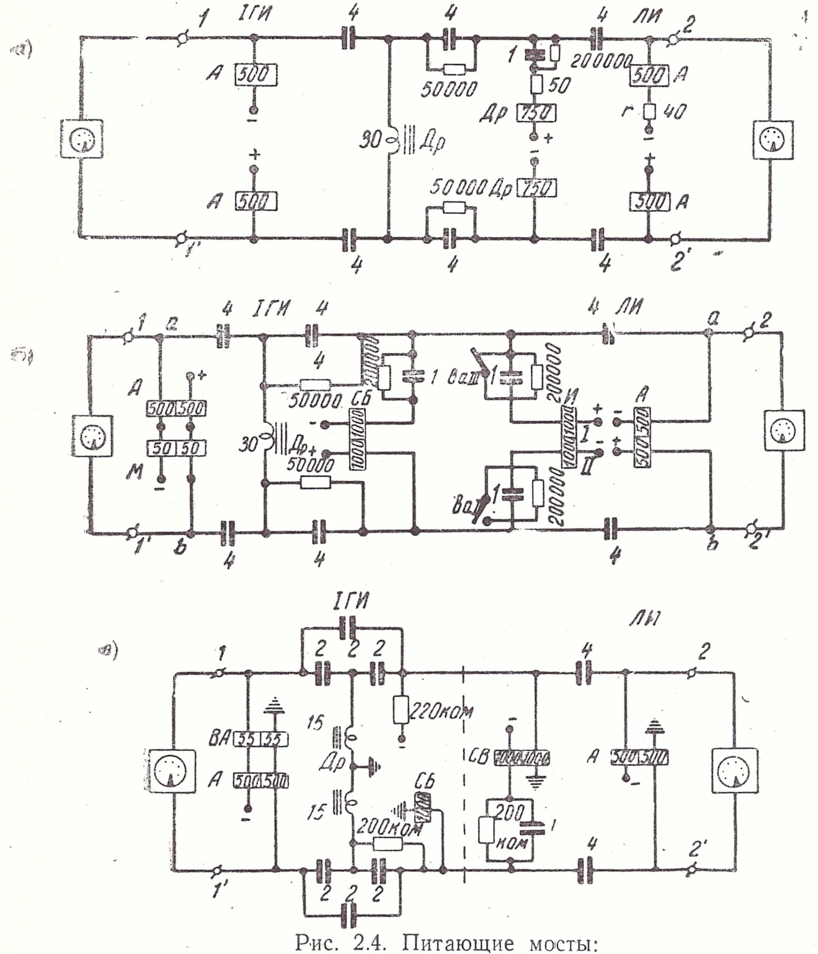


Рис. 2.4. Питающие мосты:
а) АТС системы Сименс и Гальске типа Ж (АТС-40), *б)* АТС-47, *в)* АТС-54

контакты. Такой способ симметричного расположения поперечных элементов следовало бы назвать «схемным» в отличие от симметрирования схемы в рабочих условиях, а такую симметрию — «схемной». Под этим термином часто понимают станционную (схемную) симметрию. Поэтому в дальнейшем симметричность схемы питающего моста по её внешнему виду, т. е. по симметричности расположения элементов на чертеже схемы, назы-

вается «геометрической симметрией», а сам способ включения симметрирующих элементов — «геометрическим» принципом симметрирования.

Геометрическая симметрия схемы питающего моста не является достаточным условием обеспечения действительной симметрии схемы, поскольку, исходя только из внешнего вида схемы, нельзя учесть реальные параметры её электромагнитных элементов. Поэтому употребляемые выражения, как «схема питающего моста АТС-47 полностью симметрична», «из рассмотрения схемы видно, что соблюдается полная симметрия во время прохождения импульсов набора и зуммерных сигналов» и др., не должны приниматься за обоснованную характеристику действительной системы АТС, поскольку они являются следствием лишь «рассмотрения схемы», т. е. геометрической симметрии её, а не являются результатом экспериментального исследования и не учитывают производственных допусков на выпускаемые реле, дроссели, конденсаторы, сопротивления и др. К примеру укажем, что внешне асимметричный мост АТС-54 по величине A_c значительно совершеннее внешне симметричного моста АТС-47.

2.6. Классификация питающих мостов

Отсутствие дифференциации питающих мостов при исследовании или анализе их асимметрии может вызвать серьёзные ошибки, и практика показывает, что это приводит к необоснованному усложнению и удорожанию схем основных и вспомогательных соединительных приборов, составленных на основе лишь геометрической симметрии схемы. Поэтому нельзя считать основным условием эффективности анализа станционной асимметрии исследование какой-либо определённой (т. е. существующей) схемы питающего моста телефонной станции. Этим условием может явиться только установление наиболее общих основных зависимостей величины асимметрии от различных элементов, от способа их изготовления и включения в схему моста, так как в этом случае полученные закономерности явятся необходимыми и эффективными предпосылками для правильной разработки экономически оправданных схем питающих мостов, наиболее совершенных в отношении станционной асимметрии.

Для проведения подобного анализа необходимо все разнообразные схемы питающих мостов сгруппировать по наиболее общим особенностям, к которым относятся способы осуществления и включения электромагнитных элементов.

Как простые, так и сложные питающие мосты могут быть составлены из отдельно выполненных или индуктивно связанных поперечных электромагнитных элементов. К первым относятся мосты некоторых АТС (системы Сименс и Гальске типа А и др.) и многих коммутаторов (ЦБ×2, ЦБ×3×2, ЦБ×3 и др.); к вторым — мосты большинства современных АТС (машинной систе-

мы, АТС-40, АТС-47, системы Строуджера, R-6, круговой и др.), а также некоторых РТС (групповой системы, ЦБКУ, завода «ВЭФ» и др.). Иногда мосты могут состоять одновременно из тех и других электромагнитных элементов, т. е. иметь смешанное включение поперечных элементов (АТС системы Сименс и Гальске типа Ф, АТС-54, РТС с автоматическим распределением вызова и др.).

Обычно индуктивно связанные поперечные элементы питающего моста представляют собой две обмотки на общем сердечнике, намотанные из одинакового провода и имеющие равные между собой число витков и сопротивление. Такие обмотки часто в литературе называются симметричными [Л26—28]. Очевидно, что это название основано на симметричном расположении обмоток, т. е. на геометрической, а не на действительной или электрической симметрии. Поэтому даже симметричное расположение подобных обмоток в схеме не может служить основанием для утверждения об электрической симметрии питающего моста, так как в режиме прохождения токов нулевой последовательности электрические параметры равных по паспортным данным обмоток могут резко отличаться между собой у различных реле одного и того же типа (см. гл. 4).

Учитывая сказанное, следует считать название «симметричные обмотки» неудачным при рассмотрении асимметрии их и мостов с индуктивно связанными обмотками. Поэтому в настоящей работе это название взято в кавычки.

В питающих мостах со смешанным включением поперечных элементов основное влияние на величину асимметрии оказывают «симметричные обмотки», а не однообмоточные реле или дроссели. Поэтому целесообразно такие мосты объединить с питающими мостами с индуктивной связью между поперечными элементами.

Таким образом, для анализа станционной асимметрии все питающие мосты целесообразно объединить в два класса:

класс А — питающие мосты без индуктивной связи между поперечными элементами;

класс Б — питающие мосты, содержащие индуктивно связанные поперечные электромагнитные элементы.

В свою очередь, каждая группа может состоять из простых и сложных питающих мостов. Классификация питающих мостов в районированной и нерайонированной телефонных сетях не меняется.

В соответствии с классификацией мостов дальнейшее изложение проводится по двум отдельным направлениям. Это позволяет последовательно перейти от анализа более простых в отношении асимметрии схем к наиболее сложным схемам при максимальном использовании основных соотношений мостов первого класса.

Глава 3

ОСНОВНЫЕ СВЕДЕНИЯ ПО АСИММЕТРИИ ПИТАЮЩИХ МОСТОВ КЛАССА А В НЕРАЙОНИРОВАННОЙ ТЕЛЕФОННОЙ СЕТИ

3.1. Обозначения и некоторые формулы для приближённых вычислений

Практика вычислений величины A_c по точным формулам показала, что в подавляющем числе случаев расчёты могут быть значительно упрощены при применении методов приближённых вычислений и симметричных составляющих или средних комплексных сопротивлений элементов моста. В связи с этим, а также для краткости изложения приведём необходимые формулы для таких приближений, основанных на том, что в большинстве случаев получается достаточная для практики точность при учёте малых величин первого порядка и отбрасывании всех малых величин второго и более высоких порядков [Л29].

Если α, β, γ, δ являются величинами первого порядка по отношению к единице, справедливы следующие формулы для приближённых вычислений:

$$(1 \pm \alpha)(1 \pm \beta)(1 \pm \gamma)(1 \pm \delta) = 1 \pm \alpha \pm \beta \pm \gamma \pm \delta, \qquad (3.1)$$

$$(1 \pm \alpha)^n = 1 \pm n\alpha, \qquad (3.2)$$

$$\frac{(1 \pm \alpha)(1 \pm \beta)}{(1 \pm \gamma)(1 \pm \delta)} = 1 \pm \alpha \pm \beta \mp \gamma \mp \delta. \qquad (3.3)$$

В соответствии с ГОСТом 1494—49 будем обозначать комплексные сопротивления прописными прямыми буквами, а их полные сопротивления — соответствующими строчными письменными буквами, кроме тех случаев, когда последние имеют иное значение, т. е.

$$Z_i = z_i \cdot e^{\pm j\varphi_i} = r_i \pm j x_i, \qquad (3.4)$$

$$W = |W| \cdot e^{-j\varphi_W} = r_W - j x_W. \qquad (3.5)$$

Среднее арифметическое или просто среднее комплексное сопротивление будем обозначать буквой с индексами обоих слагаемых, разделённых между собой запятой для отличия от взаимных сопротивлений связанных контуров, т. е.

$$\left.\begin{aligned} Z_{i,\kappa} &= \frac{1}{2}(Z_i + Z_\kappa) = z_{i,\kappa} \cdot e^{\pm j\varphi_{i,\kappa}} \\ r_{i,\kappa} &= \frac{1}{2}(r_i + r_\kappa);\ x_{i,\kappa} = \frac{1}{2}(x_i + x_\kappa) \\ \varphi_{i,\kappa} &= \operatorname{arctg}\frac{x_{i,\kappa}}{r_{i,\kappa}} \end{aligned}\right\}, \qquad (3.6)$$

или буквой без индексов (когда это не может вызвать недоразумений), т. е.

$$\left.\begin{aligned} Z &= \frac{1}{2}(Z_i + Z_\kappa) = z \cdot e^{\pm j\varphi_i} \\ r &= \frac{1}{2}(r_i + r_\kappa);\quad x = \frac{1}{2}(x_i + x_\kappa) \\ \varphi &= \operatorname{arctg}\frac{x}{r} \end{aligned}\right\}. \qquad (3.7)$$

Полуразность комплексных сопротивлений будем обозначать аналогичным образом

$$\Delta Z_{i,\kappa} = \frac{1}{2}(Z_i - Z_\kappa) = |\Delta Z_{i,\kappa}| \cdot e^{j\varphi_{\Delta Z_{i,\kappa}}} \qquad (3.8)$$

или

$$\Delta Z = \frac{1}{2}(Z_i - Z_\kappa) = |\Delta Z| \cdot e^{j\varphi_{\Delta Z}}.$$

Тогда комплексные сопротивления элементов схемы питающего моста можно представить в виде:

$$\left.\begin{aligned} Z_i &= Z_{i,\kappa} + \Delta Z_{i,\kappa} \\ Z_\kappa &= Z_{i,\kappa} - \Delta Z_{i,\kappa} \end{aligned}\right\} \quad \text{или} \quad \left.\begin{aligned} Z_i &= Z + \Delta Z \\ Z_\kappa &= Z - \Delta Z \end{aligned}\right\}. \qquad (3.9)$$

3.2. Расчётные формулы для величины асимметрии простых мостов

Схема для определения величины A_c двойного моста питания приведена на рис. 3.1, а эквивалентная её схема, полученная при переходе от треугольников сопротивлений к звездам сопротивлений, дана на рис. 3.2*а*, где

$$
\left.
\begin{aligned}
Z_1 &= \frac{Z_I \cdot Z_{III}}{Z_I + Z_{III} + Z_V}, & Z_4 &= \frac{Z_{II} \cdot Z_{VI}}{Z_{II} + Z_{IV} + Z_{VI}} \\
Z_2 &= \frac{Z_{II} \cdot Z_{IV}}{Z_{II} + Z_{IV} + Z_{VI}}, & Z_5 &= \frac{Z_{III} \cdot Z_V}{Z_I + Z_{III} + Z_V} \\
Z_3 &= \frac{Z_I \cdot Z_V}{Z_I + Z_{III} + Z_V}, & Z_6 &= \frac{Z_{IV} \cdot Z_{VI}}{Z_{II} + Z_{IV} + Z_{VI}}
\end{aligned}
\right\}. \qquad (3.10)
$$

Рис. 3.1. Схема для определения величины A_c двойного моста питания

На основании теоремы об эквивалентном генераторе мешающий ток в приёмнике последней схемы $\dot{I}_n$ можно определить по формуле

$$\dot{I}_n = \frac{U\infty}{|W_л + W_a|},$$

где напряжение между точками O_1 и O_2 при отключённой правой части схемы U_∞, входное сопротивление в сторону линии $W_л$ и в сторону приёмника (телефонного аппарата) W_a соответственно равны:

$$U_\infty = |\dot{I}_1 Z_1 - \dot{I}_2 Z_2| = E\left|\frac{Z_1}{Z_1 + Z_3 + W} - \frac{Z_2}{Z_2 + Z_4 + W}\right|,$$

$$W_л = \frac{Z_1 (Z_3 + W)}{Z_1 + Z_3 + W} + \frac{Z_2 (Z_4 + W)}{Z_2 + Z_4 + W},$$

$$W_a = Z_a + Z_5 + Z_6, \quad а \quad U_n = \dot{I}_n \cdot z_a.$$

Подставляя вместо U_n его значение в ф-лу (1.8), получим

$$A_c = z_a \left|\frac{Z_1 (Z_4 + W) - Z_2 (Z_3 + W)}{(Z_1 + Z_3 + W)(Z_2 + Z_4 + W)\left[Z_a + Z_5 + Z_6 + \dfrac{Z_1 (Z_3 + W)}{Z_1 + Z_3 + W} + \dfrac{Z_2 (Z_4 + W)}{Z_2 + Z_4 + W}\right]}\right|^{1)}. \qquad (3.11)$$

[1]) В таком виде формула дана проф. Е. В. Китаевым [Л18].

Согласно выражениям (1.5) ф-ла (3.11) соответствует величине A_c для второго абонента. Освобождаясь от дробей в знаменателе, получим

$$\underset{\rightarrow}{A_c} = z_a \left| \frac{Z_1 (Z_4 + W) - Z_2 (Z_3 + W)}{(Z_a + Z_5 + Z_6)(Z_1 + Z_3 + W)(Z_2 + Z_4 + W) + Z_1 (Z_3 + W)(Z_2 + Z_4 + W) + Z_2 (Z_4 + W)(Z_1 + Z_3 + W)} \right|. \quad (3.11а)$$

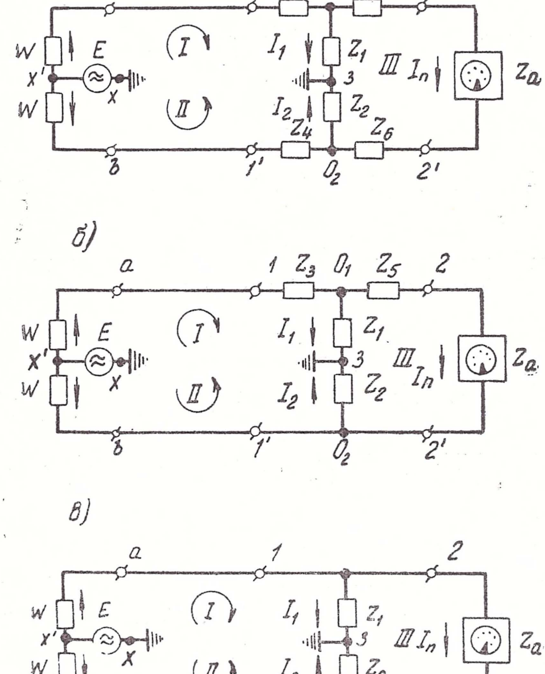


Рис. 3.2. Эквивалентные схемы для определения величины асимметрии:

а) двойного, *б)* расчленённого, *в)* простейшего мостов питания

Для определения величины A_c вызывающего абонента достаточно в ф-лах (3.11) сопротивления Z_5 и Z_6 заменить соответственно сопротивлениями Z_3 и Z_4.

Тогда:

$$\underset{\leftarrow}{A_c} = z_a \left| \frac{Z_1(Z_6+W) - Z_2(Z_5+W)}{(Z_1+Z_5+W)(Z_2+Z_6+W)\left[Z_a+Z_3+Z_4+\dfrac{Z_1(Z_5+W)}{Z_1+Z_5+W} + \dfrac{Z_2(Z_6+W)}{Z_2+Z_6+W}\right]} \right|, \qquad (3.12)$$

$$\underset{\leftarrow}{A_c} = z_a \left| \frac{Z_1(Z_6+W) - Z_2(Z_5+W)}{(Z_a+Z_3+Z_4)(Z_1+Z_5+W)(Z_2+Z_6+W) + Z_1(Z_5+W)(Z_2+Z_6+W) + Z_2(Z_6+W)(Z_1+Z_5+W)} \right|. \qquad (3.12а)$$

Выражения для величины A_c расчленённого моста (рис. 3.2*б*) легко получить из ф-л (3.11) и (3.12), полагая в них $Z_4=Z_6=0$. Тогда:

$$\underset{\rightarrow}{A_c} = z_a \left| \frac{Z_1W - Z_2(Z_3+W)}{(Z_1+Z_3+W)(Z_2+W)\left[Z_a+Z_5+\dfrac{Z_1(Z_3+W)}{Z_1+Z_3+W}+\dfrac{Z_2W}{Z_2+W}\right]} \right|, \qquad (3.13)$$

$$\underset{\rightarrow}{A_c} = z_a \left| \frac{Z_1W - Z_2(Z_3+W)}{(Z_a+Z_5)(Z_1+Z_3+W)(Z_2+W)+Z_1(Z_3+W)(Z_2+W)+Z_2W(Z_1+Z_3+W)} \right|, \qquad (3.13а)$$

$$\underset{\leftarrow}{A_c} = z_a \left| \frac{Z_1W - Z_2(Z_5+W)}{(Z_1+Z_5+W)(Z_2+W)\left[Z_a+Z_3+\dfrac{Z_1(Z_5+W)}{Z_1+Z_5+W}+\dfrac{Z_2W}{Z_2+W}\right]} \right|, \qquad (3.14)$$

$$\underset{\leftarrow}{A_c} = z_a \left| \frac{Z_1W - Z_2(Z_5+W)}{(Z_a+Z_3)(Z_1+Z_5+W)(Z_2+W)+Z_1(Z_5+W)(Z_2+W)+Z_2W(Z_1+Z_5+W)} \right|, \qquad (3.14а)$$

В схеме простейшего питающего моста величина A_c для обоих абонентов равна и может быть определена из ф-лы (3.11) или (3.12) при условии $Z_3 = Z_4 = Z_5 = Z_6 = 0$ (рис. 3.2*в*). Тогда

$$A_c = \left| \frac{WZ_a(Z_1-Z_2)}{(Z_1+W)(Z_2+W)\left[Z_a+\dfrac{Z_1W}{Z_1+W}+\dfrac{Z_2W}{Z_2+W}\right]} \right| = \left| \frac{WZ_a(Z_1-Z_2)}{Z_a(Z_1+W)(Z_2+W)+2WZ_1Z_2+W^2(Z_1+Z_2)} \right|. \qquad (3.15)$$

В соответствии с обозначениями (3.6), (3.8) и (3.9) представим сопротивления элементов преобразованной схемы двойного моста (рис. 3.2*а*) в виде:

$$\left.\begin{aligned} Z_1 &= Z_{1,2}+\Delta Z_{1,2}, & Z_3 &= Z_{3,4}+\Delta Z_{3,4}, & Z_5 &= Z_{5,6}+\Delta Z_{5,6} \\ Z_2 &= Z_{1,2}-\Delta Z_{1,2}, & Z_4 &= Z_{3,4}-\Delta Z_{3,4}, & Z_6 &= Z_{5,6}-\Delta Z_{5,6} \end{aligned}\right\}. \qquad (3.16)$$

Тогда, учитывая, что величины:

$$\left.\begin{aligned} \alpha = \frac{\Delta Z_{1,2}}{Z_{1,2}}; \quad \alpha_1 = \frac{\Delta Z_{3,4}}{Z_{3,4}+W}; \quad \alpha_1' = \frac{\Delta Z_{5,6}}{Z_{5,6}+W} \\ \alpha_2 = \frac{\Delta Z_{1,2}+\Delta Z_{3,4}}{Z_{1,2}+Z_{3,4}+W}; \quad \alpha_2' = \frac{\Delta Z_{1,2}+\Delta Z_{5,6}}{Z_{1,2}+Z_{5,6}+W} \end{aligned}\right\} \qquad (3.16a)$$

по абсолютной величине обычно не превышают 0,1 и, следовательно, могут считаться малыми величинами первого порядка по отношению к единице, получим следующие приближённые формулы асимметрии двойного моста:

$$\overrightarrow{A_c} = \left| \frac{2Z_a\,[\Delta Z_{1,2}\,(Z_{3,4}+W) - \Delta Z_{3,4}\,Z_{1,2}\,]}{(Z_{1,2}+Z_{3,4}+W)\,[(Z_a+2Z_{5,6})\,(Z_{1,2}+Z_{3,4}+W)+2Z_{1,2}(Z_{3,4}+W)]} \right|, \qquad (3.17)$$

$$\overleftarrow{A_c} = \left| \frac{2Z_a\,[\Delta Z_{1,2}\,(Z_{5,6}+W) - \Delta Z_{5,6}\,Z_{1,2}\,]}{(Z_{1,2}+Z_{5,6}+W)\,[(Z_a+2Z_{3,4})(Z_{1,2}+Z_{5,6}+W)+2Z_{1,2}\,(Z_{5,6}+W)]} \right|. \qquad (3.18)$$

Введя симметричные составляющие в соответствии с ф-лой (3.7) и учитывая, что абсолютная величина отношения полуразности комплексных сопротивлений поперечных элементов моста к их средней величине не превышает 0,1, т. е.

$$|\alpha|^2 = \left|\frac{\Delta Z}{Z}\right|^2 \leqslant 0{,}01 \ll 1, \qquad (3.19)$$

можно вывести следующую приближённую формулу асимметрии простейшего моста:

$$A_c = \left| \frac{2\Delta\, Z W Z_a}{(Z+W)\,[\,Z_a\,(Z+W)+2WZ\,]} \right|, \qquad (3.20)$$

которая, как и ф-лы (3.17) и (3.18), в большинстве практических случаев обеспечивает вполне достаточную точность (относительная погрешность не превышает 1%).

3.3. Основные результаты анализа формулы асимметрии простейшего питающего моста

При исследовании станционной асимметрии анализ величины A_c простейшего моста представляет особый интерес потому, что позволяет в наиболее простом виде получить основные зависимости, справедливые во многих случаях и для более сложных питающих мостов.

Зависимость величины A_c от сопротивления приёмника Z_a

Разделив числитель и знаменатель ф-л (3.15) и (3.20) на Z_a, легко убедиться, что кривая $A_c = f(z_a)$ имеет следующие предельные значения:

$$\lim_{Z_a \to 0} A_c = 0 \quad \text{и} \quad \lim_{Z_a \to \infty} A_c = \left| \frac{W(Z_1 - Z_2)}{(Z_1 + W)(Z_2 + W)} \right| \approx \left| \frac{2\Delta ZW}{(Z + W)^2} \right|. \quad (3.21)$$

Зависимость A_c от величины z_a показана на рис. 3.3. Как видно, величина A_c всё время возрастает с увеличением z_a и при конечных его значениях не достигает максимума, так как только при $Z_a = \infty$, т. е. при отключённом телефонном аппарате, величина A_c достигает наибольшего значения. Такая зависимость $A_c = f(z_a)$ хорошо согласуется с практикой, поскольку известно, что во время набора номера, в процессе установления соединения и до ответа абонента, т. е. при высоком сопротивлении «приёмника», уровень помех в телефоне вызывающего абонента значительно выше, чем во время разговора. Поэтому разговорная цепь, не обнаруживающая никаких заметных тресков или шумов во время разговора, может обнаружить значительные мешающие помехи в процессе установления соединения или тогда, когда задерживается ответ вызванного абонента. Это объясняется не только лучшей симметрией схемы питающегоо моста в положении разговора, но и высоким входным сопротивлением телефонного аппарата при неснятом микротелефоне.

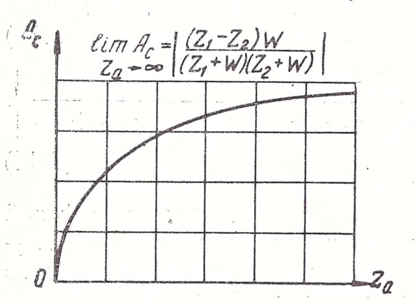


Рис. 3.3. Кривая зависимости A_c простейшего питающего моста от входного сопротивления приёмника

Из зависимости $A_c = f(z_a)$ (рис. 3.3) можно сделать вывод о желательности применения на городских сетях телефонных аппаратов с возможно меньшим входным сопротивлением для частоты мешающего тока, поскольку это обеспечит при прочих равных условиях снижение уровня помех за счёт станционной асимметрии. Этим условиям более всего удовлетворяют довоенные телефонные аппараты УАЦБ и новые аппараты ТА-60, величина z_a которых не превышает 600 *ом* (рис. 3.4) на 1000 *гц*. Как видно из кривых рис. 3.4, у телефонных аппаратов ТАН-5, ТАН-5-МП и БАГТА-50, получивших повсеместное распространение на телефонных сетях страны, величины входного сопротивления на частотах 800 и 1000 *гц* значительно превышают 500—600 *ом,* к которым приравнено сопротивление приёмника в некоторых работах [Л1, Л8]. Поэтому, ориентируясь на приём-

ник в 600 *ом*, можно получить кажущееся благополучие в отношении величины станционной асимметрии, хотя в реальных условиях, при наличии на сетях аппаратов с более высокими входными сопротивлениями, A_c будет неудовлетворительной.

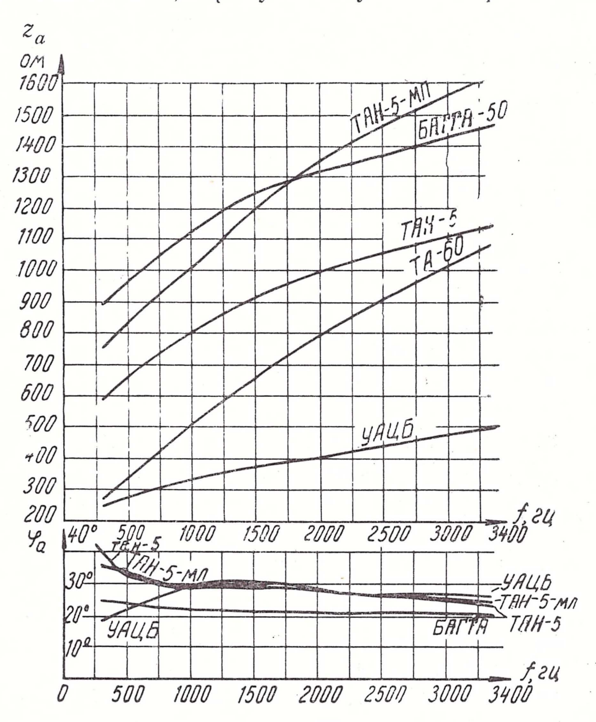


Рис. 3.4. Частотные характеристики z_a и φ_a телефонных аппаратов ТАН-5, ТАН-5-МП, БАГТА-50, УАЦБ и ТА-60

По этим причинам для обеспечения эффективности измерений станционной асимметрии необходимо в качестве приёмника применять такой тип телефонного аппарата, который имеет наибольшее входное сопротивление в измеряемой полосе частот по сравнению с применяемыми на сети другими типами телефонных аппаратов. В настоящее время такими аппаратами являются ТАН-5-МП, входное сопротивление которого для частоты 1000 *гц* по техническим условиям должно быть 1000±200 *ом*, или БАГТА-50[1]). Очевидно, что после замены всех старых типов телефонных аппаратов на телефонной сети при измерении станционной асимметрии можно будет применять другие типы теле-

[1]) Однако при этом следует иметь в виду, что после модернизации 1956 г. z_a новых телефонных аппаратов ТА-60 при 1000 *гц* снижено и согласно ГОСТ гр. Е-92 не должно быть ниже 475 *ом*.

фонных аппаратов с более низкими значениями z_a. Анализ показал, что величина A_c зависит не только от сопротивления z_a, но и от угла φ_a, который для аппаратов ТАН-5 и ТАН-5-МП в области средних разговорных частот примерно равен 30°. Поэтому при замене реального телефонного аппарата постоянным сопротивлением нельзя правильно учесть зависимость $A_c = f(z_a)$, так как при этом игнорируется зависимость Z_a от частоты.

Из выражений (3.21), а также кривой рис. 3.3 можно сделать вывод, что вследствие увеличения z_a с частотой должна при этом возрастать и величина A_c. Однако, как будет показано ниже, в питающих мостах класса А полные сопротивления электромагнитных поперечных элементов возрастают также с увеличением частоты. Поэтому результирующее изменение величины A_c зависит от влияния всех параметров схемы.

Зависимость величины A_c от нагрузочных сопротивлений измерительной схемы

Из выражений (3.15) и (3.20) легко установить, что величина A_c в функции сопротивлений W должна иметь максимум, так как при $W=0$ и $W=\infty$ величина A_c также равна нулю, а функция $A_c = f(W)$ является монотонной. Поэтому, определив значение W_m, при котором асимметрия достигает наибольшей величины, можно получить критерий, позволяющий определить $A_{c\,макс}$ данной схемы на определённой частоте.

Следовательно, определив величину W_m с наибольшим приближением к реальным условиям и правильно выбрав нагрузочные сопротивления измерительной схемы, можно получить гарантию того, что асимметрия схемы в действительности не вызовет бóльших помех, чем при измерении или расчёте.

С целью упрощения такой задачи, а также получения наиболее простых расчётных формул некоторые авторы [Л1, Л8, Л20] заменяют реальные параметры линии и телефонного аппарата постоянными сопротивлениями, полагая:

$$\varphi_a = \varphi_W = 0, \tag{3.22}$$

$$z_a = \kappa |W|, \tag{3.23}$$

где κ — коэффициент, равный 1 [Л1, Л8], 1/2 [Л11], 2 [Л19]. Однако функции $A_c = f(|W|)$, $A_c = f(z_a)$ и $A_c = f(z_a = |W|)$, даже при условии $\varphi = \varphi_a = \varphi_W = 0$, как видно из кривых рис. 3.5*а*, имеют совершенно различные характеристики и при любых параметрах мостов одна зависимость не может быть заменена другой.

Поэтому полученные таким путём весьма простые сокращённые формулы могут применяться для расчёта схем мостов, содержащих только омические сопротивления, но не пригодны

для расчёта реальных питающих мостов, всегда содержащих индуктивные сопротивления (обмотки реле, дросселей, трансформаторов).

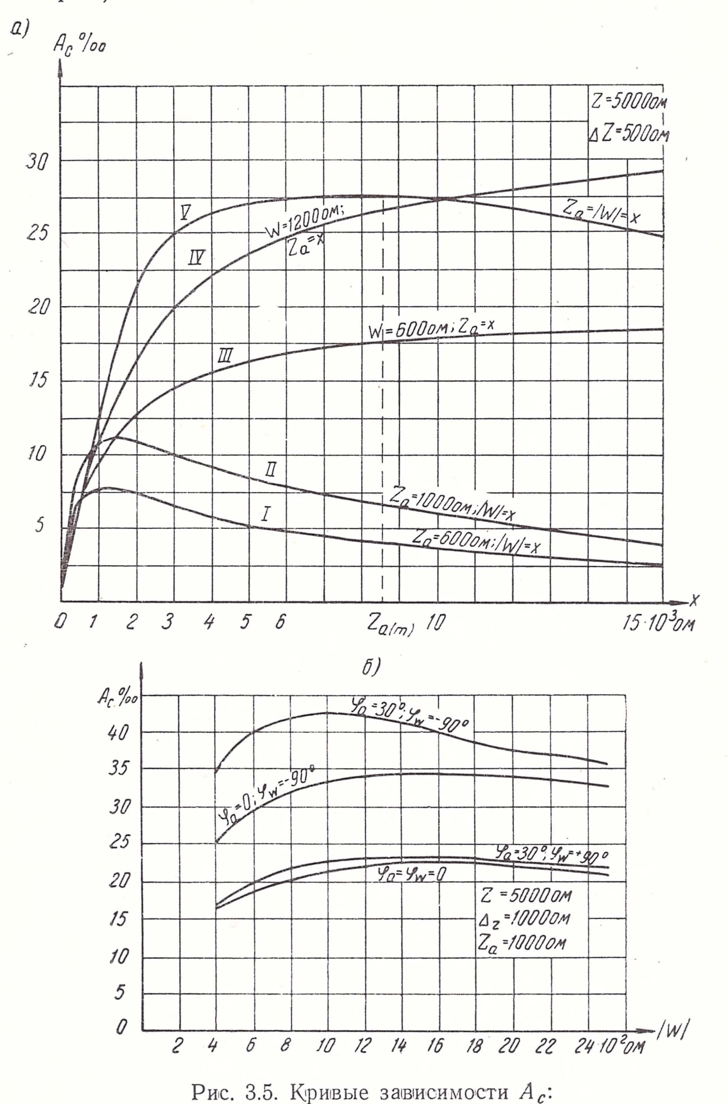


Рис. 3.5. Кривые зависимости A_c:
а) от Z_a и W при условии $\varphi = \varphi_a = \varphi_w = 0$, *б)* от $|W|$ при различных углах φ_a и φ_w

Нетрудно убедиться, что, полагая, например $z_a = |W|$ при условии (3.22) и $\varphi = 0$, можно получить условие максимума функции $A_c = f\,(z_a = |W|)$ при $z_a = 1{,}73z$. Однако, поскольку в

питающих мостах класса А обычно $z \geqslant 4000$ *ом*, последнее условие может наступить только при $z_a \geqslant 6900$ *ом* и, следовательно, в реальных условиях невыполнимо. Если же принять $z_a = 500$—600 *ом*, то для выполнения того же условия $A_{c\ макс} = f\,(z_a = |W|)$ необходимо, чтобы $z = \frac{z_a}{1,73} \approx 290$—350 *ом*. Очевидно, что такие

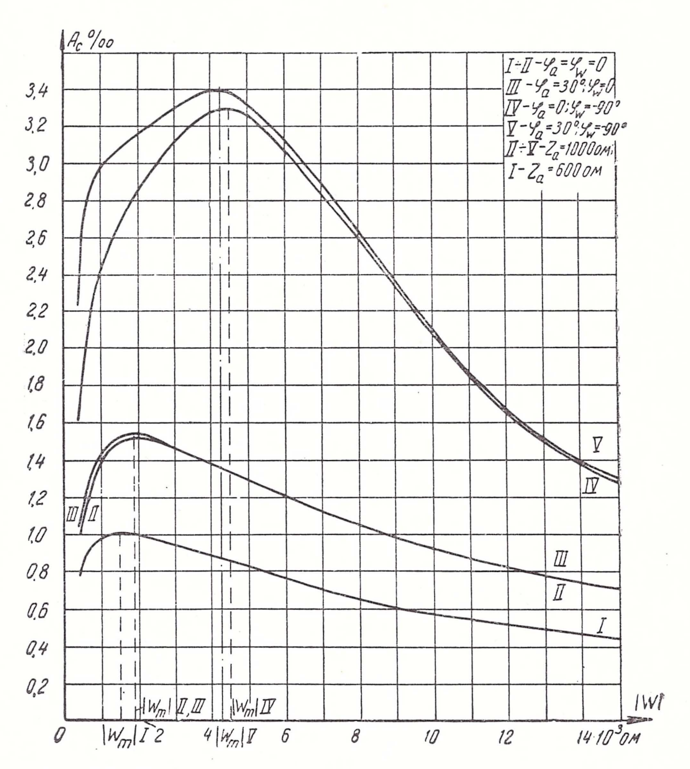


Рис. 3.6. Кривые зависимости A_c от нагрузочных сопротивлений для простейшего питающего моста класса А при $r = 4540$ *ом*, $x = 4470$ *ом* и $\Delta Z = 100$ *ом*

низкие сопротивления поперечных элементов не могут встречаться в питающих мостах класса А.

Расчётные данные, подтверждённые результатами многочисленных измерений, показали, что в реальных условиях, когда поперечные элементы моста и приёмник представляют собой индуктивные сопротивления, а величины W —ёмкостные сопротивления, асимметрия достигает значительно бо́льших величин, чем в случаях, когда пренебрегают углами этих сопротивлений, поскольку наибольшая мощность отдаётся в схему моста при ёмкостных сопротивлениях W. Как видно из кривых на рис. 3.5*б*, даже при $\varphi = 0$ знак углов φ_a и φ_W существенно влияет на ве-

личину A_c, а зависимость $A_c = f(W)$ имеет совершенно иной характер, чем при $\varphi_a = \varphi_W = 0$.

Кривые рис. 3.6, являющиеся типичными для простейших питающих мостов класса А, наглядно показывают, насколько различны значения A_c в реальных условиях и без учёта углов комплексных сопротивлений схемы (ср. кривые *I* и *IV*, *V*). Из этих кривых также видно, что величины $A_{c\,макс}$ и $|W_m|$, при которых A_c достигает максимальной величины, резко различаются в зависимости от углов φ_a и φ_W и знака φ_W. Вследствие этого нельзя просто ввести поправочный коэффициент для пересчёта величин $A_{c\,макс}$ или сопротивлений $|W_m|$.

Прежде чем перейти к определению условий максимума функции $A_c = f(W)$, определим пределы измерения нагрузочных сопротивлений. Величины W могут быть определены приближённо при незначительной длине линии по эквивалентной схеме кабельной цепи при отключённом телефонном аппарате (рис. 3.7*а*),

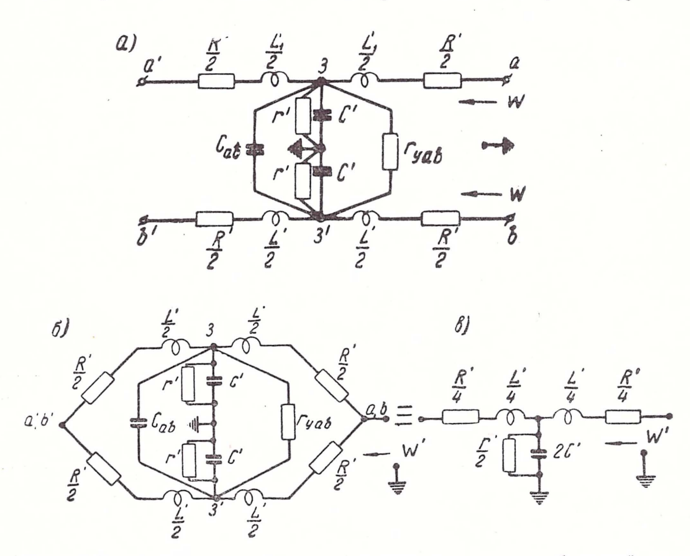


Рис. 3.7. *а*) Исходная эквивалентная схема кабельной цепи, *б*) промежуточная и *в*) конечная схемы, иллюстрирующие метод определения нагрузочных сопротивлений

в которой распределённые параметры заменены сосредоточенными, или по известным из теории связи формулам:

$$W = Z_\infty = Z'_c \operatorname{ctg} \gamma' l, \quad Z'_c \approx \sqrt{\frac{R'}{i\omega C'}}, \quad \gamma' \approx \sqrt{i R' \omega C'}, \qquad (3.24)$$

где Z_∞, Z'_c и γ' являются соответственно входным сопротивлением, характеристическим сопротивлением и постоянной распро-

странения однопроводной кабельной цепи. При расчётах километрическое сопротивление R' и ёмкость C' однопроводной цепи могут быть выражены через соответствующие параметры двухпроводной цепи R и C следующим образом: $R'=0{,}5R$ и $C'=1{,}5C$ [Л30].

При измерениях входных сопротивлений каждой жилы цепи по отношению к земле в отдельности нельзя избежать влияния частичной ёмкости C_{ab} и сопротивления утечки $r_{y\,ab}$ (рис. 3.7*а*). Для исключения этих параметров при симметричной цепи рекомендуется [Л8] применять схему с использованием ветви Вагнера для создания равных потенциалов на проводах *a* и *b* цепи. Более просто при тех же условиях можно измерить величину W путём параллельного соединения обеих жил цепи, как показано на рис. 3.7*б*. При этом, очевидно, измеренная величина $W'=0{,}5\,W$. Величины r_W и x_W можно определить приближённо без примене-

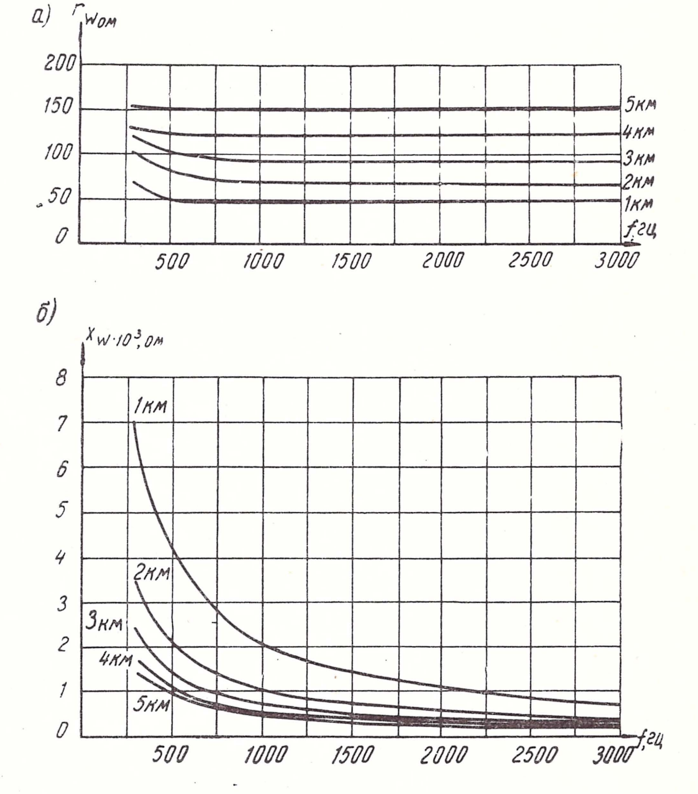


Рис. 3.8. Зависимость:

а) активных, *б)* реактивных составляющих, *в)* модуля, *г)* угла нагрузочных сопротивлений от частоты для кабеля парной

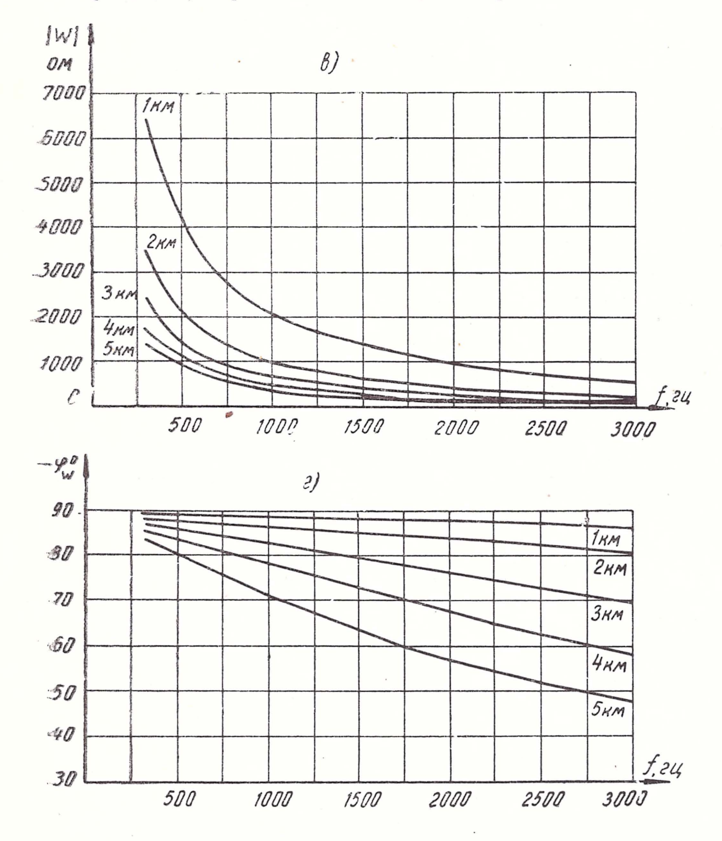
ния таблиц гиперболических функций от комплексных аргументов из выражений:

$$x_W \approx \frac{1}{\omega C'}, \quad r_W \approx \kappa \left(\frac{R'}{2} + \Delta R_f \right), \quad \Delta R_f \approx 0{,}005 \frac{1}{\omega C'}, \qquad (3.24а)$$

где коэффициент κ для длины кабеля в 1, 2, 3, 4 и 5 *км* соответственно можно принять равным: 0,68; 0,67; 0,65; 0,64 и 0,63.

Значения параметров W, рассчитанных по ф-ле (3.24), приведены на кривых рис. 3.8. Значения r_W для кабеля парной скрутки ёмкостью до 50 пар с диаметром жил 0,5 *мм* и $C=0{,}04$ *мкф/км* также могут быть определены по кривым рис. 3.8*а*, а значения x_W для этого кабеля — по ф-ле (3.24а).

Решение задачи по определению условий максимума функции $A_c = f(W)$ при комплексных сопротивлениях в схеме дано в



скрутки ёмкостью 50 пар и свыше 50 пар с диаметром жил 0,5 *мм* ($C = 0{,}05$ *мкф/км*); $[W = Z_c' \operatorname{ctg} \gamma' l]$

работе [Л6]. Однако полученная формула требует громоздких промежуточных вычислений и мало пригодна для инженерной практики. Поэтому в той же работе установлено, что в простейших мостах класса А, для которых обычно характерно соотношение

$$x \geqslant z_a, \tag{3.25}$$

асимметрия достигает максимальной величины практически при условии резонанса в линейных контурах схемы (контуры *I* и *II* на рис. 3.2*а*) с отключённым телефонным аппаратом, т. е. при

$$x_{W(m)} = x. \tag{3.26}$$

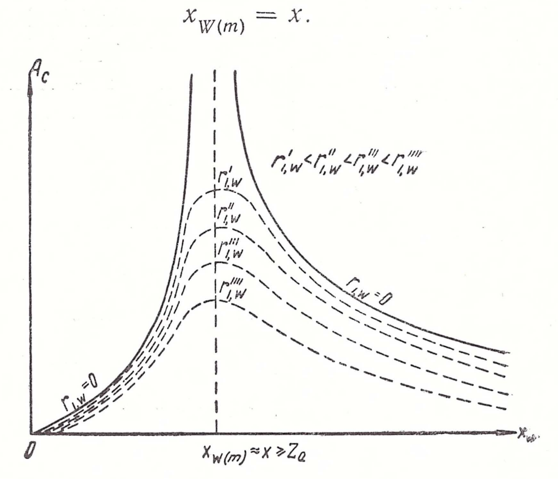


Рис. 3.9. Кривые, иллюстрирующие влияние активных сопротивлений $r_{1,w}$ на величину $A_{c\,макс}$

В этом легко убедиться непосредственно из ф-лы (3.20), полагая $r = r_W = 0$, так как при условии (3.26) $A_{c\,макс} = \infty$. В действительности $r_{1,W} = r + r_W \neq 0$, однако при соотношениях (3.25) наличие сопротивлений r и r_W практически сказывается только в снижении величины $A_{c\,макс}$ до реальных значений (рис. 3.9). При условии (3.26) ф-ла (3.20) принимает вид

$$A_{c макс|x_W = x \geqslant z_a} = 2\frac{z_a}{r + r_W}\left|\frac{\Delta Z\,W}{Z_a(r + r_W) + 2WZ}\right|. \tag{3.26а}$$

Зависимость величины A_c от сопротивлений поперечных элементов моста

Различие в зависимостях A_c от z при $\Delta Z = \text{const}$ и $\alpha = \text{const}$ для различных углов сопротивлений Z, Z_a и W показано на рис. 3.10*а* и *б*, из которых видно, что при $\Delta Z = \text{const}$ рассматри-

ваемая функция имеет максимум только при комплексных сопротивлениях в схеме, а при $\alpha = \mathrm{const}$ максимум характерен для любых сопротивлений в схеме.

Поскольку, как известно, производственные разбросы основных параметров реле, сопротивлений и конденсаторов обычно нормируются в относительных, а не абсолютных величинах и ΔZ не является постоянным при изменении полных сопротивлений обмоток реле, сравнение питающих мостов по величине их асимметрии следует производить при одинаковой точности изготовления поперечных элементов, т. е. при условии $\alpha = \mathrm{const}$.

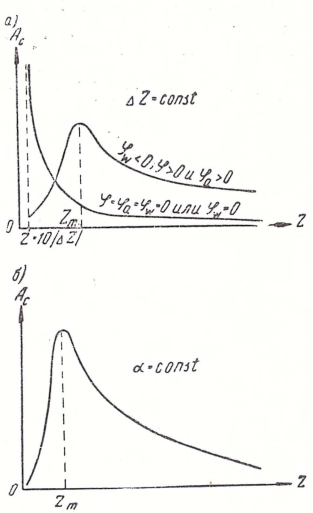
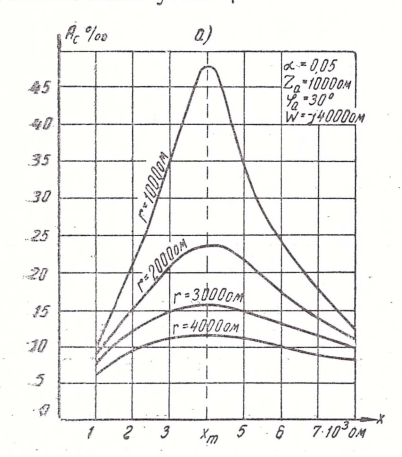


Рис. 3.10. Кривые зависимости A_c простейшего питающего моста класса А от среднего полного сопротивления поперечных элементов при постоянных:

а) φ, Z_a, W и ΔZ, *б)* Z_a, W и φ или r, а также α

Исследование показало [Л6], что при условии (3.25) максимум функции $A_c = f(z)$ соответствует максимуму функции $A_c = f(x)$, не зависит от r (рис. 3.11*а*) и наступает при резонансе в линейных контурах схемы, т. е. при $x_{(m)} = x_{W(m)}$. Величина $A_{c\,макс}$ в этом случае определяется равенством (2.26а). Кривые рис. 3.11 показывают, что величина A_c при равных условиях снижается с увеличением среднего сопротивления r и уменьшением угла φ.



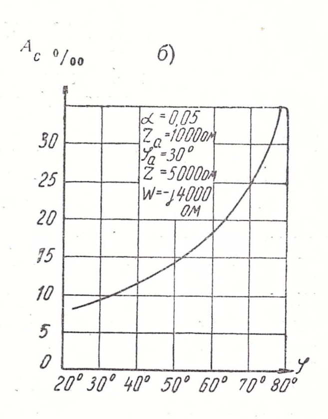


Рис. 3.11. Кривые зависимости A_c простейшего питающего моста класса А:

а) от средних реактивных и активных сопротивлений поперечных элементов, *б)* от угла сдвига фаз φ

Как видно из рис. 3.12, вследствие противоположности частотных зависимостей x и x_W условие (3.26) может создаться только в ограниченной полосе частот, которую для краткости назовём областью $A_{c\,макс}$. Эта область при длине линии от l_1 до l_4 ограничена частотами f'_m и f''''_m, при которых величина A_c достигает максимума. При графическом определении области $A_{c\,макс}$

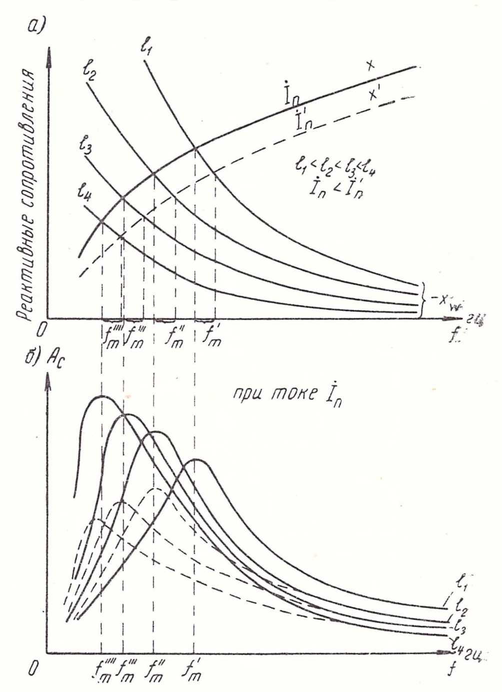


Рис. 3.12. Частотные характеристики среднего реактивного сопротивления x и A_c простейшего питающего моста класса A при различной длине линии

достаточно ограничиться двумя определяющими кривыми для наибольшей и наименьшей величин $A_{c\,макс}$, одновременно указывающими направление снижения этих величин (см. сплошные и пунктирные кривые рис. 3.12*б*).

Из рассмотрения частотных характеристик параметров и величины A_c простейшего моста коммутатора ЦБ×3×2 (рис. 2.2*е*), приведённых на рис. 3.13—3.15, можно установить, что при $l \geqslant 1$ *км* область $A_{c\,макс}$ лежит ниже наиболее важной полосы частот 800—1100 *гц*, частота f_m при определённой длине линии находится в прямой зависимости от тока подмагничивания $\dot{I}_n$ и в обратной зависимости от x, а величина A_c находится в прямой зависимости от тока $\dot{I}_n$ и в обратной зависимости от r.

Известно, что величины r, x и z однообмоточных реле пропорциональны квадрату числа витков обмотки w, т. е.

$$r \approx Cw^2; \quad x = \omega L \approx \omega K_L w^2; \quad z \approx K_Z w^2; \; K_z \approx \sqrt{C^2 + K_L^2 \omega^2}. \tag{3.27}$$

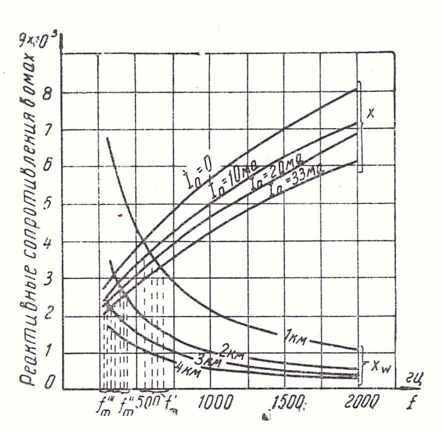


Рис. 3.13. Изменение области $A_{c\,макс}$ простейшего питающего моста класса А (коммутатора ЦБ×3×2) в зависимости от тока подмагничивания $\dot{I}_n$ и длины линии

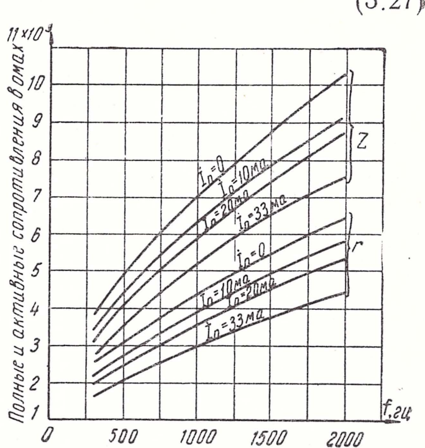
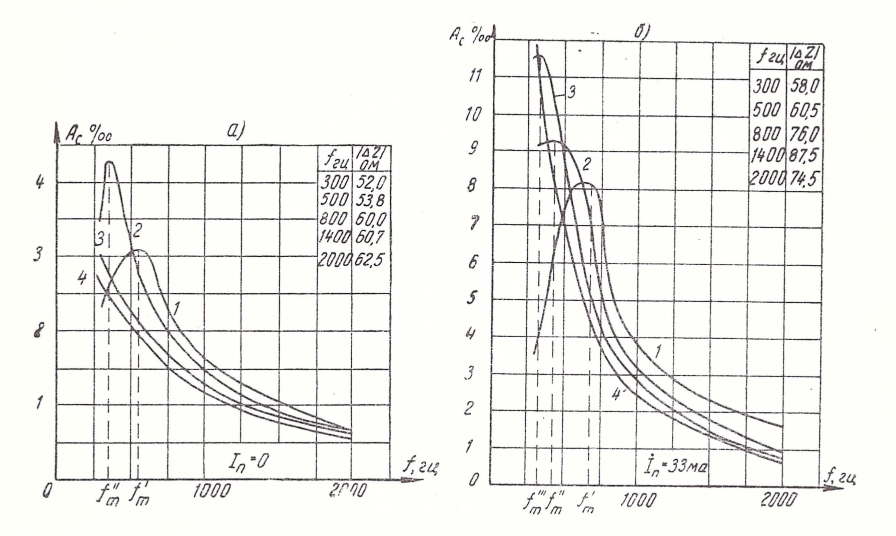


Рис. 3.14. Экспериментальные кривые зависимости средних сопротивлений z и r простейшего питающего моста класса А (коммутатора ЦБ×3×2) от частоты и тока подмагничивания



f гц	$\lvert\Delta Z\rvert$ ом
300	52,0
500	53,8
800	60,0
1400	60,7
2000	62,5

f гц	$\lvert\Delta Z\rvert$ ом
300	58,0
500	60,5
800	76,0
1400	87,5
2000	74,5

Рис. 3.15. Частотные характеристики величины A_c простейшего питающего моста класса А (коммутатора ЦБ×3×2) при различной длине линии (нумерация кривых соответствует длине линии в километрах $C_W = 0{,}075$ мкф/км; $r_W = 0$; $Z_a = 1000$ ом)

Для того чтобы область $A_{c\,макс}$ находилась ниже требуемой частоты, минимальное число витков в обмотках поперечных элементов моста должно быть:

$$w_{мин} \geqslant \frac{1}{2\pi f_m \sqrt{K_L C_W}}; \quad f_m = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_W}}; \quad x_W \approx \frac{1}{\omega C'} = \frac{1}{\omega C_W}. \quad (3.28)$$

Предельные значения величины A_c

Величина A_c может достичь предельных значений, когда $Z_1 = Z_2$ ($A_c = 0$), либо $Z_1 = 0$, либо $Z_2 = 0$, либо когда одно сопротивление отключено, а другое замкнуто накоротко (рис. 3.16). В последних случаях:

$$\left.\begin{aligned}
&A_{C[Z_1=0]} = \left|\frac{1}{1 + m_a + m''_Z}\right|, \quad A_{C[Z_2=0]} = \left|\frac{1}{1 + m_a + m'_Z}\right| \\
&A_{C[Z_1=\infty]} = \left|\frac{1}{1 + m_a + (1+2m_a)\dfrac{1}{m''_Z}}\right|, \quad A_{C[Z_2=\infty]}\left|\frac{1}{1 + m_a + (1+2m_a)\dfrac{1}{m'_Z}}\right| \\
&A_{C[Z_1=0,\ Z_2=\infty]} = A_{C[Z_1=\infty,\ Z_2=0]} = \left|\frac{1}{1+m_a}\right|,
\end{aligned}\right\}, \quad (3.29)$$

где $m_a = \dfrac{W}{Z_a}$, $m'_Z = \dfrac{W}{Z_1}$, $m''_Z = \dfrac{W}{Z_2}$.

Как видно из рис. 3.16*а*, напряжение помех создаётся только одной продольной эдс E, так как станционное заземление изо-

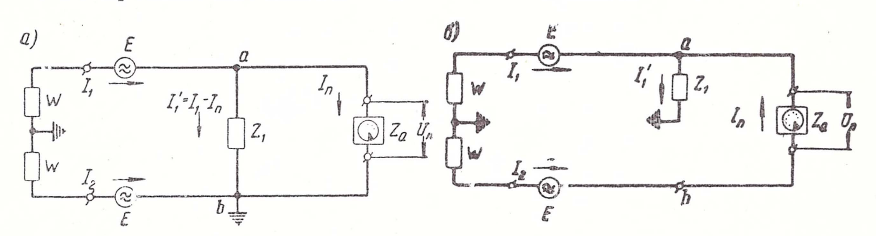


Рис. 3.16. Схемы для иллюстрации:
а) случая $Z_2 = 0$, *б)* случая $Z_2 = \infty$

лирует телефонный аппарат от действия второй продольной эдс. Предельная величина A_c является функцией коэффициента m_a. Из выражений (3.29) видно, что при заземлении одного провода линии и $W \approx 0$, а также при $Z_a = \infty$ A_c в пределе достигает 100%. При высоких звуковых частотах Z_a значительно превышает W. В этих случаях предельная величина A_c также может быть весь-

ма близкой к 100%. Так, например, при $m_a = 0{,}2\ e^{-i\frac{\pi}{2}}$ $A_{c\ пред} = 98\%$, а при $m_a = 0{,}1\ e^{-i\frac{\pi}{4}}$ $A_{c\ пред} \approx 100\%$.

3.4. Основные результаты анализа формулы асимметрии двойного моста

Зависимость величины A_c от отклонений в ёмкостях разделительных конденсаторов.

Настоящий вопрос нашёл некоторое освещение лишь в [Л1], где рекомендуется определять величину A_c двойного моста, не учитывая наличие разделительных конденсаторов, т. е. полагая $Z_3 = Z_4 = Z_5 = Z_6 = 0$. Однако из сравнения схем рис. 3.2*а* и 3.2*в*, а также ф-л (3.12) и (3.15) видно, что отрицание влияния разделительных конденсаторов и отклонений в их ёмкостях на величину A_c двойного моста равноценно признанию эквивалентности этих схем, а также схемы рис. 3.1 при условиях $C_I > C_{II}$, $C_I < C_{II}$, $Z_{VI} = 0$, $Z_V = 0$ и $Z_V = Z_{VI} = 0$. При этом нет различия и в величинах $A_{\underset{\rightarrow}{c}}$ и $A_{\underset{\leftarrow}{c}}$.

Анализ и экспериментальные данные показали существенное влияние отклонений в указанных ёмкостях (даже в обычных пределах) на величину A_c двойных и более сложных мостов, а также значительное отличие по величине A_c схем двойных мостов рис. 3.1 при различных значениях C_I и C_{II}. Нетрудно убедиться непосредственно из ф-л (3.10), что ёмкость разделительных конденсаторов увеличивает величину и угол φ эквивалентных поперечных комплексных сопротивлений моста Z_1 и Z_2, особенно на низких частотах, так как ёмкостные сопротивления Z_V и Z_{VI} снижают модуль и реактивную составляющую знаменателя в выражении Z_1 и Z_2. Точно так же следует учитывать изменения эквивалентных нагрузочных сопротивлений $W' = W + Z_{3,4}$ и $W'' = W + Z_{5,6}$ в ф-лах (3.17) и (3.18) при наличии конденсаторов, так как можно пренебречь сопротивлениями $Z_{3,4}$ и $Z_{5,6}$ только при $\varphi_a = \varphi_W = 0$ для частот выше 800 *гц*, поскольку φ'_W и φ''_W меньше 5°. Для реальных же условий продольными сопротивлениями $Z_{3,4}$ и $Z_{5,6}$ нельзя пренебречь даже в полосе частот выше 1000 *гц*, так как в зависимости от знака реактивных составляющих сопротивлений $\Delta Z_{3,4}$ и $\Delta Z_{5,6}$ числители равенств (3,17), (3.18) могут значительно возрасти или уменьшиться.

Такая зависимость является несколько неожиданной, поскольку различие в ёмкостях разделительных конденсаторов, т. е. наличие продольной асимметрии, может оказаться не отрицательным, а положительным фактором. Как видно из кривых *1* и *3* рис. 3.17, наглядно подтверждающих такой вывод, при пере-

ключении конденсаторов ёмкостью $2\pm0{,}2$ *мкф* с одного провода в другой величина A_c меняется в два и более раз. Эти кривые также показывают, что без учёта конденсаторов ($Z_V = Z_{VI} = 0$) величина A_c может значительно отличаться от действительной во всём указаннсм диапазоне частот. Расчёты показали, что при $Z_V = 0$ или $Z_{VI} = 0$ схема рис. 3.1, соответствующая схеме (рис. 3.2*б*) типа моста коммутатора ЦБ×2 [1]), в некоторых случаях может иметь значительно меньшую величину A_c, чем мосты типа АТС или ЦБ×3×2.

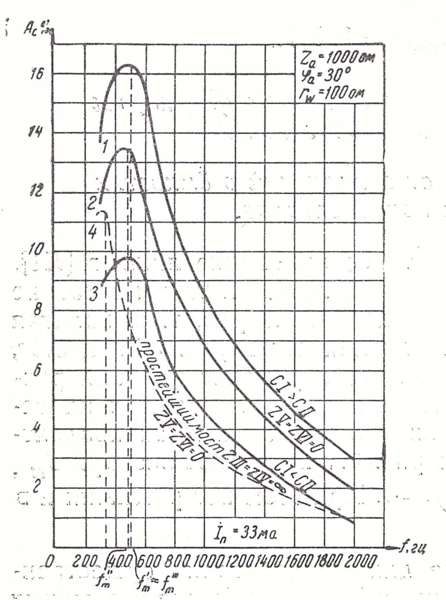


Рис. 3.17. Частотные характеристики величины A, питающего моста коммутатора ЦБ×3×2 без учёта и с учётом отклонений в ёмкостях разделительных конденсаторов (x_W соответствует длине линии 3 *км*).

Все эти случаи являются совершенно неожиданными с точки зрения геометрического принципа симметрии, так как схема рис. 3.1 при наличии конденсаторов, казалось бы, должна быть всегда более совершенной в отношении симметрии, чем при шунтировании одного конденсатора в схеме.

Из сказанного следует, что переключением разделительных конденсаторов с одного провода в другой, а также включением дополнительной ёмкости к одному из конденсаторов можно значительно снизить величину A_c двойного моста класса А. При этом могут быть облегчены требования к разделительным конденсаторам, в качестве которых возможно эффективно использовать более дешёвые конденсаторы с допусками $\pm20\%$ вместо применяемых с допуском $\pm10\%$.

Зависимость величины A_c от параметров моста и измерительной схемы

Анализ асимметрии двойного моста весьма упрощается вследствие того, что основные соотношения и зависимости, вы-

---

[1]) В литературе этот мост считается наименее симметричным из всех схем питающих мостов. Однако основная причина несовершенства моста полуразделённого питания заключается не в «геометрической» его асимметрии, а в резко выраженной зависимости величины A_c от различия токов питания микрофонных цепей.

веденные для простейшего моста, оказываются справедливыми и для двойного моста. Вследствие этого, учитывая, что соотношение (3.25) обычно справедливо и для двойных мостов и может быть переписано в виде:

$$x_{1,2} \geqslant z'_a, \; x_{1,2} \geqslant z''_a, \tag{3.30}$$

условие (3.26) можно выразить следующим образом:

$$x_{1,2(m)} = x'_{W(m)} = x_{W(m)} + x_{3,4}; \; x_{1,2(m)} = x''_{W(m)} = x_{W(m)} + x_{5,6}, \tag{3.31}$$

где $Z'_a = Z_a + 2\,Z_{5,6}$; $Z''_a = Z_a + 2\,Z_{3,4}$.

Соотношения (3.31) показывают, что $\Delta Z_{3,4}$ и $\Delta Z_{5,6}$ изменяют лишь величину $A_{c\,макс}$ (см. кривые *1* и *3* рис. 3.17), но не условия максимума $A_c = f(x'_W('''))$. Подставляя значения $x_{1,2\,(m)}$ в ф-лы (3.17) и (3.18), получим:

$$\left.\begin{aligned} \overrightarrow{A}_{c\,макс}\left[x_{1,2} = x'_{W(m)} \geqslant z'_a\right] &= 2\,\frac{z_{1,2}\;z_a}{r_{1,2}+r_W}\left|\frac{\alpha W' - \Delta Z_{3,4}}{(r_{1,2}+r_W)\,Z'_a + 2Z_{1,2}W'}\right| \\ \overleftarrow{A}_{c\,макс}\left[x_{1,2} = x''_{W(m)} \geqslant z'_a\right] &= 2\,\frac{z_{1,2}\;z_a}{r_{1,2}+r_W}\left|\frac{\alpha W'' - \Delta Z_{5,6}}{(r_{1,2}+r_W)\,Z''_a + 2Z_{1,2}W''}\right| \end{aligned}\right\} \tag{3.31a}$$

Анализ и исследования показали, что при применении одинаковых по паспорту, типу и точности изготовления ($\alpha = \text{const}$) реле, а также при прочих равных условиях двойной мост отличается от простейшего моста значительно более низкими активными и реактивными сопротивлениями эквивалентных поперечных элементов ($r \approx 2\,r_{1,2}$, $x \approx 2\,x_{1,2}$). Вследствие этого у двойного моста частотная характеристика A_c хуже, чем у простейшего моста, так как область $A_{c\,макс}$ смещается в полосу более высоких частот за счёт снижения $x_{1,2}$, а низкое активное сопротивление $r_{1,2}$ обусловливает бо́льшую величину $A_{c\,макс}$ (см. кривые *4* и *2* на рис. 3.17). Эти кривые показывают также, что при неблагоприятном включении разделительных конденсаторов величина A_c двойного моста в полосе наиболее важных частот 800—1100 *гц* превышает в 2,5 раза величину A_c простейшего моста. Такая высокая величина A_c, значительно превосходящая рекомендованную в литературе [Л1, Л31] норму в 0,2% для станций ручного обслуживания, предъявляет более тяжёлые требования к обеспечению минимально допустимого числа витков в обмотках

реле или реактивных катушек двойного моста, которое можно определить по формулам:

$$\left.\begin{aligned} w_{мин} \geqslant \frac{1}{\pi f_m \sqrt{2K_L\, C_W^{'('')}}}; \quad f_m = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{1,2} C_W^{'('')}}} \approx \\ \approx \frac{1}{\pi \omega \sqrt{2K_L\, C_W^{'('')}}}; \\ x \approx 2x_{1,2}; \quad x_W' = \frac{1}{\omega C_W'}; \quad x_W'' = \frac{1}{\omega C_W''}. \end{aligned}\right\} \quad (3.32)$$

Очевидно, что путь увеличения расхода меди при необходимости увеличения числа витков не всегда возможен и нежелателен (см. гл. 6).

В сложных мостах класса A величина A_c и частота f_m могут значительно возрасти при увеличении числа поперечных элементов. В равной мере такая зависимость может быть обусловлена включением в разговорный тракт двух мостов через соединительную линию незначительной длины, поскольку в любом из этих случаев уменьшаются активные и реактивные сопротивления эквивалентных поперечных элементов.

Глава 4

ОСНОВНЫЕ СВЕДЕНИЯ ПО АСИММЕТРИИ ПИТАЮЩИХ МОСТОВ СОВРЕМЕННЫХ АТС С ИНДУКТИВНО СВЯЗАННЫМИ ПОПЕРЕЧНЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ В НЕРАЙОНИРОВАННОЙ ТЕЛЕФОННОЙ СЕТИ

4.1. Предварительные замечания об известном из литературы методе расчёта асимметрии питающих мостов класса Б

Как уже указывалось в главе 2, питающие мосты, составленные из отдельных реле, и мосты, составленные из индуктивно связанных обмоток на общем сердечнике, вследствие их различия в отношении асимметрии выделены в два различных класса. Тем не менее в литературе [Л1, 8, 20] не делали различия между этими мостами и считали, что все питающие мосты характеризуются высокими входными сопротивлениями по отношению к земле независимо от способа выполнения поперечных элементов. Так, например, в работе [Л1] расчёт величины A_c питающего моста АТС машинной системы завода «Красная заря» (класса Б) и мостов типа РТС (класс А) произведён по одним и тем же формулам. При этом характерно, что комплексные сопротивления каждой обмотки питающих реле измерялись при разомкнутой цепи во второй обмотке, т. е. без учёта индуктивной связи между обмотками (рис. 4.1). Иначе говоря, параметры обмоток одного и того же реле определялись как самостоятельные отдельные реле. При таком методе измерения полные сопротивления обмоток даже при 500 *гц* превышали 7000 *ом*, а угол $\varphi_Z > 50°$ при токе подмагничивания 20 *ма*; а для 800 *гц* при таком же токе полные сопротивления каждой обмотки по отношению к земле превышали 9000 *ом*. При подстановке таких высоких значе-

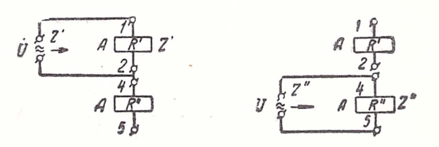


Рис. 4.1. Схема для определения собственных сопротивлений обмоток Z' и Z''

ний сопротивлений и при $\varphi_a = \varphi_W = 0$ величина A_c не превысила 0,11%.

Мнение о высоких значениях входных сопротивлений по отношению к земле поперечных элементов питающих мостов, составленных из двухобмоточных реле, получило настолько широкое распространение что, оно, по существу, явилось единственным доказательством «полной симметрии» станционного четырёхполюсника АТС-47. При этом характерно, что сопротивления обмоток реле приборов шнура АТС-47 измерялись также по схеме рис. 4.1 без учёта индуктивной связи между обмотками реле. В результате этого, например, на частоте 1000 *гц* полные сопротивления каждой обмотки по отношению к земле реле *А, СБ ІГИ* и реле *И, А ЛИ* оказались равными соответственно 7500, 17 000 и 16 000, 8000 *ом,* а угол φ — порядка 34 ÷ 40° [Л28].

Ниже показано, что параметры обмоток, выполненных на общем сердечнике, при указанном методе измерения совершенно не соответствуют реальным параметрам этих обмоток в режиме действия асимметрии, т. е. для токов нулевой последовательности. Вследствие этого полученные в работе [Л1] результаты расчётов не могут быть отнесены к мостам класса Б.

4.2. Некоторые обозначения и общие формулы

В дальнейшем широко используется метод контурных токов. Поэтому прежде всего выразим в общем виде необходимые для сокращения математических записей соотношения и обозначения.

В сложной схеме питающего моста всегда можно выбрать n-контур таким образом, чтобы в него вошёл приёмник с сопротивлением Z_a. Как известно, применяя метод контурных токов для схемы из n-контуров, можно систему уравнений в общем виде выразить следующим образом:

$$\left.\begin{array}{l} \dot{I}_1 Z_{11} + \ldots + \dot{I}_к Z_{1к} + \ldots + \dot{I}_n Z_{1n} = \dot{E}_1 \\ \dot{I}_1 Z_{к1} + \ldots + \dot{I}_к Z_{кк} + \ldots + \dot{I}_n Z_{кn} = \dot{E}_к \\ \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\ \dot{I}_1 Z_{n1} + \ldots + \dot{I}_к Z_{nк} + \ldots + \dot{I}_n Z_{nn} = \dot{E}_n \end{array}\right\}, \qquad (4.1)$$

где $Z_{кк}$ — собственное сопротивление контура $к$ и $Z_{кi}$ — взаимное сопротивление контуров $к$ и i, причём $Z_{кi} = Z_{iк}$. Контурные токи могут быть определены по известным формулам:

$$\dot{I}_1 = \frac{d_1}{d}, \ldots, \dot{I}_к = \frac{d_к}{d}, \ldots, \dot{I}_n = \frac{dn}{d}, \qquad (4.2)$$

где

$$
\left.
\begin{aligned}
d &= \begin{vmatrix} Z_{11} \ldots Z_{1\kappa} \ldots Z_{1n} \\ \ldots\ldots\ldots\ldots \\ Z_{1\kappa} \ldots Z_{\kappa\kappa} \ldots Z_{\kappa n} \\ \ldots\ldots\ldots\ldots \\ Z_{1n} \ldots Z_{\kappa n} \ldots Z_{nn} \end{vmatrix}, \\
d_\kappa &= \begin{vmatrix} Z_{11} \ldots Z_{1,\kappa-1}\, \dot{E}_1 \ldots Z_{1n} \\ \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\ Z_{1\kappa} \ldots Z_{\kappa,\kappa-1}\, \dot{E}_\kappa \ldots Z_{\kappa n} \\ \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\ Z_{1n} \ldots Z_{n,\kappa-1}\, \dot{E}_n \ldots Z_{nn} \end{vmatrix},
\end{aligned}
\right\}
\tag{4.2a}
$$

т. е. d_κ — определитель d, в котором κ-тый столбец заменён столбцом из свободных членов ур-ния (4.1). Уравнения системы (4.1) могут быть записаны в матричной форме:

$$
\begin{Vmatrix} Z_{11} \ldots Z_{1\kappa} \ldots Z_{1n} \\ \ldots\ldots\ldots\ldots \\ Z_{1\kappa} \ldots Z_{\kappa\kappa} \ldots Z_{\kappa n} \\ \ldots\ldots\ldots\ldots \\ Z_{1n} \ldots Z_{\kappa n} \ldots Z_{nn} \end{Vmatrix} \cdot \begin{Vmatrix} \dot{I}_1 \\ \ldots \\ \dot{I}_\kappa \\ \ldots \\ \dot{I}_n \end{Vmatrix} = \begin{Vmatrix} \dot{E}_1 \\ \ldots \\ \dot{E}_\kappa \\ \ldots \\ \dot{E}_n \end{Vmatrix}
\tag{4.3}
$$

или сокращённо

$$
\| Z \| \cdot \| \dot{I} \| = \| \dot{E} \| . \tag{4.3a}
$$

Тогда, подставляя в ф-лу (1.8) значение тока помех $\dot{I}_n$ согласно ф-лам (4.2), в общем виде получим:

$$
A_c = \frac{| \dot{I}_n \; Z_a |}{\dot{E}} = \left| \frac{d'_n Z_a}{d} \right|, \; d'_n = \frac{dn}{E} . \tag{4.4}
$$

4.3. Формулы асимметрии питающих мостов при непосредственном учёте параметров индуктивно связанных обмоток

Применяя метод контурных токов к схеме рис. 4.2*а*, получим систему уравнений в матричной форме (4.3а), где:

$$
\| Z \| = \begin{Vmatrix} Z' + W & -Z_м & W \\ -Z_м & Z'' + W & -W \\ W & -W & Z_a + 2W \end{Vmatrix}; \; \| \dot{I} \| = \begin{Vmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \\ \dot{I}_3 \end{Vmatrix}; \; \| \dot{E} \| = \begin{Vmatrix} \dot{E} \\ \dot{E} \\ 0 \end{Vmatrix}, \tag{4.5}
$$

а $Z_м = r_м + \mathrm{i}x_м = r_м + \mathrm{i}\omega M$ — комплексное сопротивление взаимоиндуктивности. Откуда в соответствии с ф-лой (4.4) можно получить

$$A_c = \left| \frac{2Z_a W \Delta Z}{2W^2(Z+Z_м) + (Z_a + 2W)\left[Z^2 - Z_м^2 - (\Delta Z)^2\right] + Z_a W(2Z+W)} \right|, \tag{4.6}$$

где

$$2Z = Z' + Z'', \quad 2\Delta Z = Z' - Z''. \tag{4,6а}$$

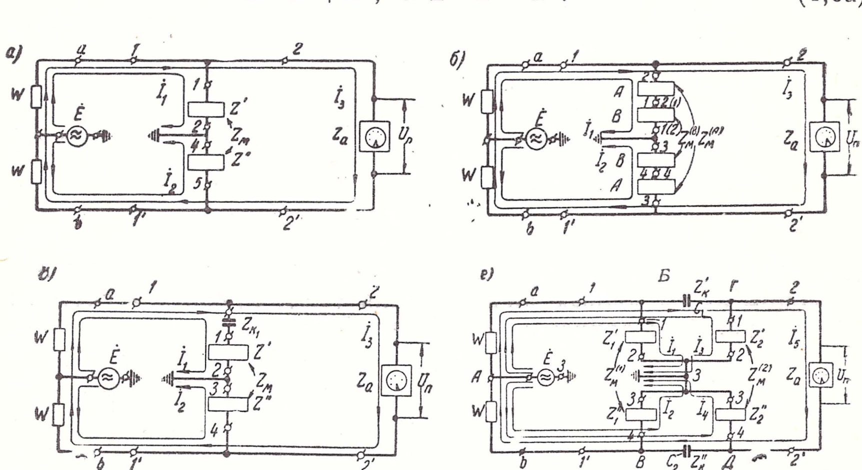


Рис. 4.2. Схемы для определения величины A_c питающих мостов класса Б с обозначением контурных токов:

а) простейшего, *б)* составного простейшего, *в)* составного простейшего с симметрирующей обмоткой и конденсатором, *г)* двойного с узлами А, Б, В, Г, Д и З

Поскольку величины Z и $Z_м$ могут быть весьма близки, не всегда возможно пренебрегать значением $(\Delta Z)^2$ в сравнении с Z^2 даже при $|\alpha| = \left|\frac{\Delta Z}{Z}\right| \leqslant 0{,}1$.

При $\left|\frac{(\Delta Z)^2}{Z^2 - Z_м^2}\right| \leqslant 0{,}01$ с весьма высокой точностью справедлива приближённая формула

$$A_c = \left| \frac{2\Delta Z W Z_a}{(Z+W)\left[Z_a(Z+W) + 2ZW\right] - Z_м\left[Z_м(Z_a + 2W) - 2W^2\right]} \right|. \tag{4.7}$$

Очевидно, что при $Z_м = 0$ ф-ла (4.7) переходит в ф-лу (3.20) для простейшего моста класса А. Из сравнения ф-л (3.20) и (4.7) видно, что наличие второго слагаемого в знаменателе последнего выражения характеризует при равных значениях W, Z_a, Z и ΔZ совершенно различные величины A_c в простейших мостах класса А и класса Б. Поэтому при анализе асимметрии питающих мостов класса Б должны учитываться не только собственные сопротивления обмоток Z' и Z'', но и сопротивление взаимоиндуктивности $Z_м$.

Для составных простейших мостов класса Б, поперечные элементы которых образуются последовательно включёнными обмотками двух реле (рис. 4.2*б*) или обмотками реле (дросселя) и конденсатора, или сопротивления (рис. 4.2*в*), аналогичным путём можно получить соответственно следующие формулы A_c:

$$A_c = \left| \frac{Z_a W \left[(Z'_A - Z''_A) + (Z'_B - Z''_B) \right]}{W^2 \left[Z'_A + Z''_A + Z'_B + Z''_B + 2\left(Z_м^{(A)} \mp Z_м^{(B)} \right) + Z_a \right] + (Z_a + 2W) \left[(Z'_A + Z'_B)(Z''_A + Z''_B) - \left(Z_м^{(A)} \mp Z_м^{(B)} \right)^2 \right] + Z_a W \left(Z'_A + Z''_A + Z'_B + Z''_B \right)} \right|, \qquad (4.8)$$

$$A_c = \left| \frac{Z_a W (Z' - Z'' + Z_к)}{W^2 (Z' + Z'' + Z_к + Z_a + 2Z_м) + (Z_a + 2W) \left[(Z' + Z_к) Z'' - Z_м^2 \right] + Z_a W (Z' + Z'' + Z_к)} \right|, \qquad (4.8а)$$

причём дифференциальному включению обмоток реле B на схеме рис. 4.2*б* соответствуют верхние знаки, а прямому включению обмоток этого реле, как показано на схеме в скобках, — нижние знаки в знаменателе ф-лы (4.8).

Анализ показал, что применение прямых методов для вывода формул асимметрии не вызывает затруднений только в случае простейших схем питающих мостов, а уже вывод формулы асимметрии даже двойного моста (рис. 4.2*г*) любого класса по методу контурных токов требует решения системы пяти уравнений с пятью неизвестными. Если для моста класса А такая задача облегчалась возможностью перехода от пятиконтурной схемы к трёхконтурной (рис. 3.2*а*), то для моста класса Б наличие индуктивной связи между обмотками не позволяет непосредственно воспользоваться методом преобразования треугольника в эквивалентную звезду. Поэтому в этом случае приходится решать систему ур-ний (4.1), (4.3а), что приводит к весьма сложной формуле, мало пригодной для практического применения и анализа. Метод эквивалентного генератора в таких случаях оказывается неэффективным так же, как и применение геометрической теории схем, поскольку нельзя получить менее сложные формулы без преобразования схем для уменьшения числа контуров. Анализ схем с индуктивными связями часто облегчается и делается более наглядным, если часть схемы, содержащей индуктивные связи, заменить эквивалентной схемой без индуктивных связей. Этот приём иногда называется методом «развязки индуктивных связей» [Л25]. Известные схемы замещения двухобмоточного трансформатора или двух индуктивно связан-

ных катушек с тремя выходными зажимами имеют вид, показанный на рис. 4.3*а*, где нижние знаки перед $Z_м$ соответствуют одинаковому, а верхние знаки противоположному направлениям магнитных потоков в обмотках. При определении величины A_c простейшего моста (рис. 4.4*а*) следует брать верхние знаки перед $Z_м$.

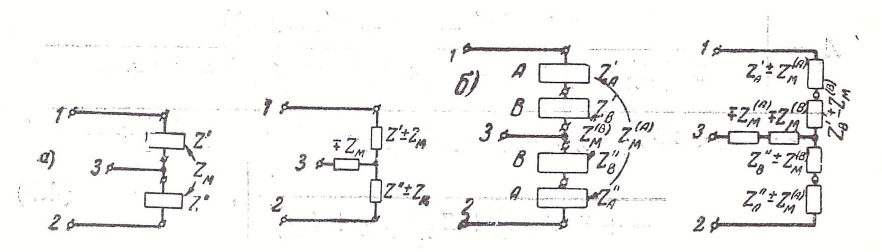


Рис. 4.3. Схемы замещения:
а) двух индуктивно связанных обмоток, *б)* двух пар индуктивно связанных и последовательно включённых обмоток различных реле

Очевидно, что для двух пар последовательно включённых обмоток с индуктивными связями (рис. 4.2*б*) такая схема замещения непригодна. Полученная в работе [Л6] схема замещения для такой схемы представлена на рис. 4.3*б*, в которой верхние знаки перед $Z_м^{(A)}$ и $Z_м^{(B)}$ соответствуют одинаковому, а нижние знаки различному или противоположному направлениям магнитных потоков в обмотках.

При анализе схем замещения, не содержащих индуктивных связей, обычным образом могут найти применение методы эквивалентного генератора, преобразования треугольника в звезду и др. Однако даже для схемы двойного моста класса Б без индуктивных связей (рис. 4.4*б*) нельзя уменьшить число контуров в схеме путём преобразования треугольника в эквивалентную звезду без преобразования не только параметров самого моста, но и сопротивлений W и Z_a, что ещё более затрудняет анализ. Следует указать,

Рис. 4.4. Эквивалентная схема для определения величины A_c:
а) простейшего, *б)* двойного питающих мостов класса Б по методу «развязки индуктивных связей» с указанием: 1) выводов реле и 2) контурных токов (узлы обозначены А, Б, В, Г, Д и З).

что, кроме сложности и громоздкости выводов расчётных формул, такой метод не позволяет воспользоваться результатами анализа асимметрии мостов класса А.

4.4. Метод развязки индуктивных связей без изменения конфигурации и числа элементов схемы

Анализ асимметрии мостов класса Б облегчается и делается более наглядным при замене двух индуктивно и электрически связанных обмоток в исследуемой схеме двумя эквивалентными комплексными сопротивлениями [Л6]. В отличие от указаного выше способа «развязки индуктивных связей», в котором две индуктивно и электрически связанные обмотки заменялись тремя отдельными сопротивлениями, в данном методе каждая обмотка заменяется одним сопротивлением, в результате чего конфигурация и число элементов исходной и эквивалентной схем совпадают. Поэтому в название метода мы включили и его отличительную особенность.

В соответствии с этим методом двухобмоточное реле (дроссель, трансформатор), обмотки которого представляют собой сопротивления, изменяющиеся в зависимости от направления прохождения переменных токов по обмоткам, может характеризоваться пятью парами совершенно различных комплексных сопротивлений обмоток в зависимости от способа их включения и режима передачи токов по этим обмоткам (рис. 4.1 и 4.5).

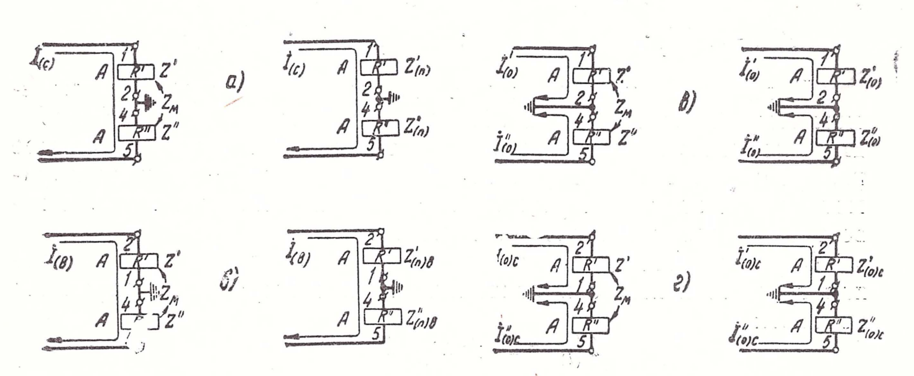


Рис. 4.5. Эквивалентные схемы при двухпроводной передаче токов: *а)* согласном включении обмоток; *б)* встречном включении обмоток; при однопроводной передаче токов: *в)* встречном, *г)* согласном включении обмоток

При двухпроводной (или шлейфной) передаче разговорные токи (прямой последовательности) проходят последовательно через обе обмотки (рис. 4.5*а* и *б*). При однопроводной передаче мешающие токи (нулевой последовательности) проходят через обмотки параллельно и возвращаются через землю (рис. 4.5*в*

и *г*). Как известно, для последовательного соединения обмоток с индуктивной связью принято различать согласное и встречное включения. Создаваемые в каждой обмотке магнитные потоки в первом случае совпадают по направлению (рис. 4.5*а*), а во втором случае направлены друг другу навстречу (рис. 4.5*б*). Очевидно, что согласное включение обмоток при токах прямой последовательности (рис. 4.5*а*) соответствует встречному включению этих же обмоток при однопроводной передаче токов (рис. 4.5*в*) и, наоборот, встречное включение обмоток в первом режиме передачи токов (рис. 4.5*б*) соответствует согласному включению этих же обмоток во втором режиме (рис. 4.5*г*).

Таким образом, обмотки, характеризующиеся собственными комплексными сопротивлениями каждой обмотки при разомкнутых зажимах другой Z' и Z'' (рис. 4.1), в реальных схемах могут иметь при согласном включении и двухпроводном или однопроводном режимах передачи комплексные сопротивления соответственно $Z_{(n)}$, Z_n или $Z'_{(o)c}$, $Z_{(o)c}$, а при встречном включении и тех же режимах передачи — соответственно $Z'_{(n)в}$, $Z''_{(n)в}$ или $Z'_{(o)}$, $Z''_{(o)}$ (индекс *в* обозначает встречное, а индекс *с* — согласное включение обмоток).

Из рассмотрения схем рис. 4.5 непосредственно следует, что по абсолютной величине

$$\left.\begin{array}{c} Z'_{(n)} > Z' > Z'_{(o)};\ Z''_{(n)} > Z'' > Z''_{(o)};\ Z' > Z'_{(n)в};\\ Z'' > Z''_{(n)в};\ \ Z'_{(o)c} > Z' > Z'_{(o)};\ Z''_{(o)c} > Z'' > Z''_{(o)};\\ Z'_{(n)} \neq Z'_{(o)c};\ \ Z''_{(n)} \neq Z''_{(o)c};\ \ Z_{(n)в} \neq Z'_{(o)};\ Z''_{(n)в} \neq Z''_{(o)}. \end{array}\right\} \qquad (4.9)$$

Из эквивалентных схем рис. 4.5 видно, что в рассматриваемом методе вместо учёта отдельных параметров Z', Z'' и $Z_м$, для определения которых обычно требуется произвести четыре измерения, достаточно учесть одну пару эквивалентных параметров при заданном режиме передачи переменных токов и известном способе включения обмоток.

В работе [Л6] доказано, что любую из приведённых выше пар эквивалентных сопротивлений можно выразить следующим образом:

$$\left.\begin{array}{l} Z'_{(i)} = Z' \pm m_{(i)} Z_м \\ Z''_{(i)} = Z'' \pm \dfrac{1}{m_{(i)}} Z_м \end{array}\right\}, \qquad (4.10)$$

где отношение тока во второй обмотке к току в первой выражено коэффициентом

$$m_{(i)} = \frac{\dot{I}''_{(i)}}{\dot{I}_{(i)}}, \qquad (4.11)$$

а индекс (i) в зависимости от режима передачи токов и способа

включения обмоток обозначает: *(о)*, *(о)с*, *(п)* или *(п)в*. В равенствах (4.10) верхние знаки соответствуют согласному, а нижние знаки встречному включениям обмоток с учётом режима передачи токов. Учитывая соотношения (4.2), можно выразить выражение (4.11) в общем виде следующим образом:

$$m_{(i)} = \frac{\dot{I}^{(q)}_{(i)}}{\dot{I}^{(p)}_{(i)}} = \frac{d^{(q)}_{(i)}}{d^{(p)}_{(i)}}, \tag{4.11a}$$

где индексы p и q обозначают контуры p и q, в которые входят обе обмотки (одна — в контур p, а другая — в контур q) рассматриваемого реле (дросселя). Таким образом, две индуктивно и электрически связанные обмотки в данной схеме [1] можно заменить двумя эквивалентными комплексными сопротивлениями без индуктивных связей согласно равенствам (4.10), если отношение токов в обмотках удовлетворяет условиям (4.11), (4.11a).

Очевидно, что для сложных схем значительно проще вычислить коэффициент $m_{(i)}$, чем токи в обмотках, так как в выражения (4.11a) не входит определитель системы ур-ний (4.2a).

Выражения для параметров эквивалентных схем при равенстве токов в обмотках (рис. 4.5) легко определить из ф-л (4.10). Полагая $m_{(i)}=1$, получим:

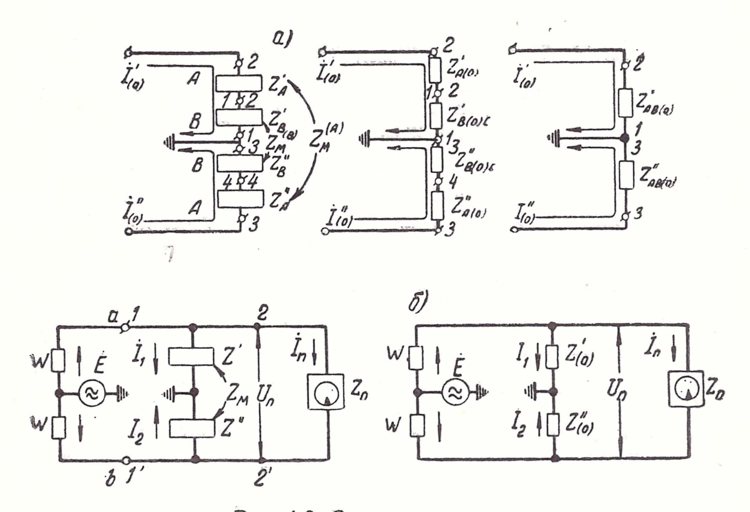


Рис. 4.6. Схемы замещения:
а) двух пар индуктивно связанных и последовательно включённых обмоток различных реле (дросселей), *б)* простейшего питающего моста класса Б при однопроводной передаче токов

---

[1]) Этим подчёркивается, что эквивалентность здесь не абсолютная, а относительная, поскольку коэффициент $m_{(i)}$ зависит от схемы включения обмоток.

$$\left.\begin{array}{l} Z'_{(n)} = Z' + Z_м;\; Z''_{(n)} = Z'' + Z_м \\ Z'_{(n)в} = Z' - Z_м;\; Z''_{(n)в} = Z'' - Z_м \end{array}\right\}. \qquad (4.12)$$

Характерной особенностью рассматриваемого метода эквивалентности является возможность определения не только параметров обмоток одного реле (дросселя), но и параметров нескольких последовательно включённых обмоток, заменяемых каждая своим эквивалентным сопротивлением или одним, общим для обеих обмоток эквивалентным сопротивлением (рис. 4.6*а*). Другой особенностью этого метода является лёгкость физического представления эквивалентных сопротивлений (рис. 4.5) и возможность непосредственного измерения их.

4.5. Основные результаты исследования асимметрии простейших питающих мостов класса Б

Схемы замещения простейших питающих мостов в однопроводном режиме передачи токов

Используя ур-ния (4.3а) и (4.5), а также выражения (4.6а), (4.11а) и (4.10) для схем рис. 4.6б, можно получить следующие равенства:

$$\left.\begin{array}{l} Z'_{(o)} = Z' - m_{(o)}\, Z_м \approx Z' - (1 + 2\alpha_{m(o)})\, Z_м \\ Z''_{(o)} \approx Z'' - (1 - 2\alpha_{m(o)})\, Z_м \\ m_0 = \dfrac{Z' + Z_м + W_{Za}}{Z'' + Z_м + W_{Za}} \approx 1 + 2\alpha_{m(o)} \end{array}\right\}, \qquad (4.13)$$

где

$$\alpha_{m(o)} = \frac{\Delta Z}{Z + Z_м + W_{Za}};\; W_{Z_a} = \frac{Z_a W}{Z_a + 2W}. \qquad (4.13а)$$

В соответствии с обозначением токов на схемах рис. 4.6б

$$m_{(o)} = \frac{\dot I_2}{\dot I_1} = \frac{\dot I_{1,2} + \Delta \dot I_{1,2}}{\dot I_{1,2} - \Delta \dot I_{1,2}} \approx 1 + 2\,\frac{\Delta \dot I_{1,2}}{\dot I_{1,2}} = 1 + 2\alpha_{I_{1,2}} \qquad (4.13б)$$

Таким образом, величина $\alpha_{m(o)} = \alpha_{I_{1,2}}$ представляет собой относительную разность токов в обмотках реле простейшего моста питания класса Б. Учитывая значение $m_{(o)}$ и ф-лу (3.3), можно получить следующие выражения для эквивалентных сопротивлений:

$$\left.\begin{array}{l} Z_{(o)} = \dfrac{1}{2}(Z'_{(o)} + Z''_{(o)}) = Z - Z_м, \\ \Delta Z_{(o)} = \dfrac{1}{2}(Z'_{(o)} - Z''_{(o)}) \approx \Delta Z - 2\alpha_{m(o)}\, Z_м. \end{array}\right\} \qquad (4.14)$$

Отсюда, учитывая (4.13а), получим

$$n_{(o)} = \frac{\Delta Z_{(o)}}{\Delta Z} \approx 1 - \frac{2Z_м}{Z + Z_м + W_{Z_a}}. \qquad (4.15)$$

Величину $n_{(o)}$ можно назвать коэффициентом преобразования разности собственных сопротивлений индуктивно связанных обмоток в простейшем мосте. Анализ показал, что разность эквивалентных сопротивлений достигает наибольшей величины при равенстве токов в обмотках, когда:

$$\Delta Z_{(o)макс} = \Delta Z \qquad (4.16)$$

$$\text{при} \quad m_{(o)} = 1, \alpha_{m_{(o)}} = 0$$

Следовательно, чем меньше величина $\alpha_{m(o)}$, тем более близки между собой разности собственных и эквивалентных сопротивлений обмоток (ΔZ и $\Delta Z_{(o)}$). Для оценки величины $\alpha_{m(o)}$ были определены пределы изменения сопротивления W_{Z_a} в диапазоне наиболее важных частот при телефонном аппарате ТАН-5-МП и различной длине абонентской линии, для которых всегда справедливо условие

$$\left|W_{Z_a}\right|_{макс} - \left|W_{Z_a}\right|_{мин} \ll \left|Z + Z_м\right|. \qquad (4.17)$$

Как известно, измерения индуктивности обмоток реле, по которым одновременно с переменным током проходит подмагничивающий постоянный ток, обычно не производят с высокой точностью [Л37]. Точно так же в указанных условиях практически трудно производить измерения величины $Z_м$ реле с погрешностью менее 10%. В связи с этим, учитывая неравенство (4.17), оказалось вполне допустимым определять $\alpha_{m(o)}$ с погрешностью менее $3 \div 4\%$ и при наиболее неблагоприятных реальных условиях, полагая

$$W_{Z_a} = R_0 \approx 500 \div 600 \ ом. \qquad (4.17а)$$

Эквивалентные параметры поперечных элементов составного простейшего питающего моста (рис. 4.2*б*, 4.6*а*) могут быть определены по формулам:

$$\left.\begin{aligned} Z_{AB(o)} &= \frac{1}{2}\left(Z'_{AB(o)} + Z''_{AB(o)}\right) = Z_A + Z_B - \left(Z_м^{(A)} \mp Z_м^{(B)}\right) \\ \Delta Z_{AB(o)} &= \frac{1}{2}\left(Z'_{AB(o)} - Z''_{AB(o)}\right) = \left(\Delta Z_A + \Delta Z_B\right) n_{AB(o)} \end{aligned}\right\}, \qquad (4.18)$$

где

$$n_{AB(o)} = \frac{Z_A + Z_B + R_0 - \left(Z_м^{(A)} \mp Z_м^{(B)} \right)}{Z_A + Z_B + R_0 + \left(Z_м^{(A)} \mp Z_м^{(B)} \right)} \approx$$

$$\approx 1 - 2 \frac{Z_м^{(A)} \mp Z_м^{(B)}}{Z_A + Z_B + R_0 + \left(Z_м^{(A)} \mp Z_м^{(B)} \right)}. \qquad (4.18а)$$

Здесь верхние (или нижние) знаки перед $Z_м^{(B)}$ соответствуют различному (или одинаковому) включению обмоток обоих реле.

Схема замещения составного простейшего питающего моста с симметрирующей обмоткой, включённой через разделительный конденсатор, представлена на рис. 4.7. Отношение токов в обмотках реле этого моста можно определить из выражений

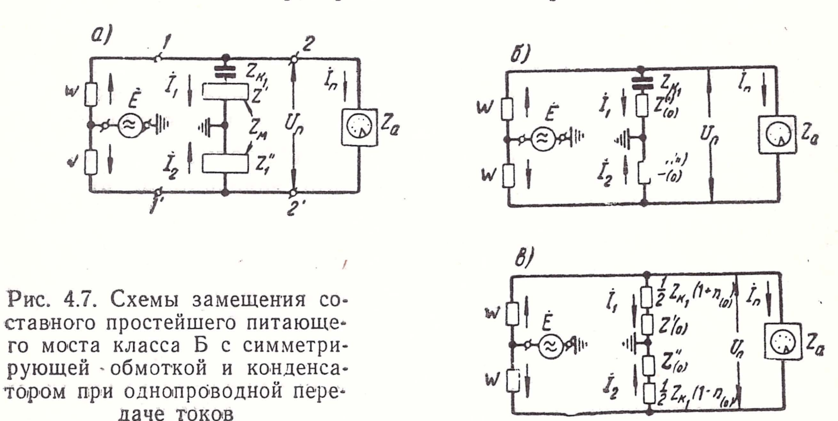


Рис. 4.7. Схемы замещения составного простейшего питающего моста класса Б с симметрирующей обмоткой и конденсатором при однопроводной передаче токов

$$m_{к(o)} = \frac{Z' + Z_{к1} + Z_м + W_{Z_a}}{Z'' + Z_м + W_{Z_a}} \approx \frac{1 + \alpha_{m(0)} + \beta_{к(0)}}{1 - \alpha_{m(0)}} \approx$$

$$\approx 1 + 2\alpha_{m(0)} + \beta_{к(0)} \approx m_{(0)} + \beta_{к(0)} \approx 1 + \alpha_{m(0)} \left(2 + \frac{Z_{к1}}{\Delta Z} \right) \qquad (4.19)$$

где

$$\beta_{к(o)} = \frac{Z_1}{Z + Z_м + W_{Z_a}} \approx \frac{Z_{к1}}{Z + Z_м + R_0} \approx \frac{Z_{к1}}{\Delta Z_1} \alpha_{m(0)}.$$

Тогда эквивалентные параметры обмоток можно представить в виде:

$$Z_{(0)}^{(к)} = \frac{1}{2} \left(Z'_{(0)} + Z''_{(0)} \right) = Z_{(0)};$$

$$\Delta Z_{(0)}^{(к)} = \frac{1}{2} \left(Z'_{(0)} - Z''_{(0)} \right) \approx \Delta Z_{(0)} - \beta_{к(0)} Z_м. \qquad (4.19а)$$

Таким образом, при включении разделительного конденсатора остаётся неизменным только среднее эквивалентное сопротивление обмоток $Z^{(к)}_{(о)}$. Разность же эквивалентных параметров обмоток может измениться значительно. Поэтому нельзя считать, что включение дополнительного конденсатора последовательно с симметрирующей обмоткой реле не влияет на симметрию моста вследствие малого сопротивления конденсатора разговорным токам в сравнении с полным или индуктивным сопротивлением этой обмотки.

Определяя параметры эквивалентных поперечных элементов для схемы рис. 4.7*б*, можно получить:

$$\left.\begin{aligned} Z_{к(0)} &= \frac{1}{2}\left(Z'_{(0)} + Z''_{(0)} + Z_{к_1}\right) = Z'_{(0)} + \frac{1}{2} Z_{к_1} \approx Z - Z_м + \frac{1}{2} Z_{к_1} \\ \Delta Z_{к(0)} &= \frac{1}{2}\left[\left(Z^{(')}_{(0)} + Z_{к_1}\right) - Z^{('')}_{(0)}\right] \approx \left(\Delta Z + \frac{1}{2} Z_{к_1}\right) n_{(0)} \end{aligned}\right\}. \qquad (4.20)$$

Следовательно, параметры эквивалентных поперечных элементов можно представить в виде

$$\left.\begin{aligned} Z'_{к(0)} &= Z^{(')}_{(0)} + Z_{к_1} = Z_{к(0)} + \Delta Z_{к(0)} \approx Z'_{(0)} + \frac{1}{2} Z_{к_1}\left(1 + n_{(0)}\right) \\ Z''_{к(0)} &= Z''_{(0)} = Z_{к(0)} - \Delta Z_{к(0)} \approx Z''_{(0)} + \frac{1}{2} Z_{к_1}\left(1 - n_{(0)}\right) \end{aligned}\right\}. \qquad (4.20а)$$

Таким образом, если последовательно с одной из обмоток простейшего моста класса Б (рис. 4.6*б*), характеризующегося эквивалентными сопротивлениями $Z'_{(о)}$ и $Z''_{(о)}$, включить сопротивление $Z_{к_1}$ (рис. 4.7*а*), то поперечные элементы в схеме замещения полученного составного моста (рис. 4.7*б*) можно представить для каждой ветви в виде последовательного соединения двух сопротивлений:

$$Z'_{(0)},\ \frac{1}{2} Z_{к_1}\left(1 + n_{(0)}\right) \text{ и } Z''_{(0)},\ \frac{1}{2} Z_{к_1}\left(1 - n_{(0)}\right); \text{(рис. 4.7}в\text{)}.$$

Нетрудно видеть, что включение сопротивления изменило разность параметров поперечных элементов составного моста не на $Z_{к_1}$, как было бы в таком же мосте класса А с сопротивлениями отдельных реле $Z_1 = Z'_{(о)}$ и $Z_2 = Z''_{(о)}$ (рис. 4.6*б*), а всего лишь на $n_{(о)} Z_{к_1}$, т. е. в $\frac{1}{n_{(о)}}$ раз меньше. К примеру укажем, что для реле *А* в *ЛИ* АТС-47 абсолютная величина $n_{(о)}$ примерно равна 0,1.

Полученная закономерность, полностью подтверждённая произведёнными измерениями, является важной особенностью питающих мостов класса Б и обусловлена свойством обмоток на общем сердечнике частично выравнивать эквивалентные параметры обмоток при однопроводной передаче токов, т. е. симметрирующим свойством этих обмоток.

Несмотря на такое свойство, наличие дополнительного конденсатора может значительно изменить эквивалентные поперечные элементы моста, так как реактивные составляющие средних сопротивлений $Z_{(o)}$ и $Z_{к(o)}$ не совпадают:

$$x_{(o)} = \omega (L - M); \; x_{к(o)} = \omega (L - M) - \frac{1}{2\omega C_1}, \qquad (4.21)$$

где L — среднее значение индуктивности обмоток;

C_1 — ёмкость конденсатора.

Существенно, что противоположные частотные зависимости величин x, $x_м$ и сопротивления конденсатора $Z_{к_1}$ могут обусловить в одной полосе частот индуктивный характер среднего комплексного сопротивления эквивалентных поперечных элементов, в другой полосе частот — ёмкостный характер, а на одной частоте — чисто активное сопротивление. Для примера укажем, что для реле *А* в *ЛИ* АТС-47 на частоте 1000 *гц* $x_{(o)}$ оказалось индуктивным сопротивлением, равным 60 *ом,* а $x_{к(o)}$ — ёмкостным сопротивлением, равным при $C_1 = 1$ *мкф* — 19,5 *ом.*

Обычно неизвестно, какое сопротивление обмоток больше: Z' или Z'', так как паспортные данные этих обмоток одинаковы. Очевидно, что при включении конденсатора к обмотке с меньшим собственным сопротивлением ($Z' < Z''$) в ф-ле (4.20) следует поменять знак перед ΔZ. Тогда

$$\Delta Z^{(')}_{к(o)} = \frac{1}{2}\left(Z^{(')}_{к(o)} - Z^{('')}_{к(o)}\right) = \left(-\Delta Z + \frac{1}{2} Z_{к_1}\right) n_{(o)} =$$

$$= -\left(\Delta Z + i\,\frac{1}{2\omega C_1}\right). \qquad (4.22)$$

Соотношения (4.20) и (4.22) показывают, что включение конденсатора может и уменьшить разность сопротивлений эквивалентных элементов рассматриваемого моста класса Б, когда $x' > x''$ и $x_{\Delta Z} \geqslant \frac{1}{2\omega C_1}$, и увеличить её, когда $x' < x''$. Следовательно, такое включение может резко увеличить асимметрию этих элементов.

Метод измерения эквивалентных сопротивлений «симметричных обмоток» реле в различных режимах передачи токов

Разработка такого метода диктовалась необходимостью экспериментального подтверждения метода развязки индуктивных

связей без изменения конфигурации и числа элементов схемы и физической реальности самих эквивалентных сопротивлений индуктивно связанных обмоток в различных режимах передачи переменного тока, а также необходимостью получения зависимостей этих сопротивлений от частоты и тока подмагничивания.

Практические измерения на созданной измерительной установке дали обширный фактический материал и позволили впервые непосредственным измерением определить с достаточной для практики точностью комплексные сопротивления обмоток реле (дросселей) в последовательном и встречном режимах передачи токов.

Разработанный метод основан на двойном применении принципа 3 напряжений [Л38]. Поэтому он был назван [Л6] двойным методом 3 напряжений и заключается в определении модуля и угла эквивалентного сопротивления каждой обмотки реле (дросселя) по результатам измерений разности потенциалов между точками *I—II, II—III, III—IV, IV—V* и *V—III* (рис. 4.8). При

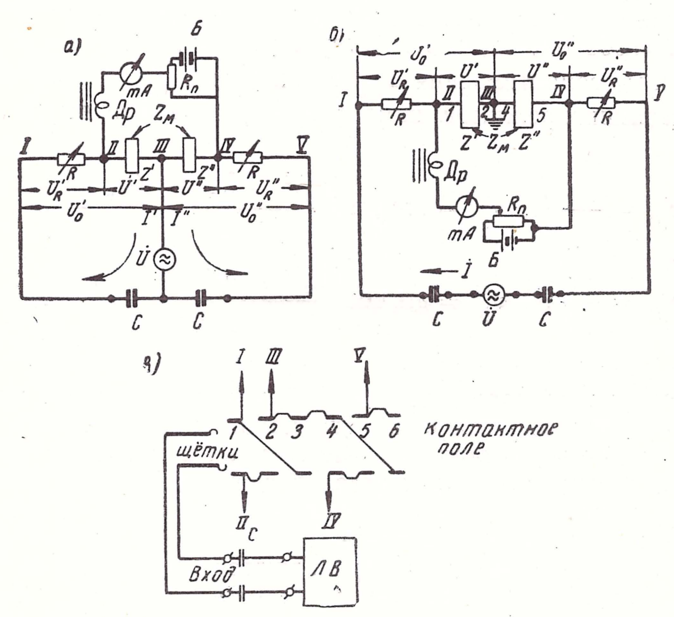


Рис. 4.8. Принципиальные схемы для измерения комплексных сопротивлений индуктивно связанных обмоток: *а)* в однопроводном (встречном); *б)* двухпроводном (согласном) режимах передаче переменных токов при наличии подмагничивающего тока; *в)* схема коммутации лампового вольтметра при помощи вращательного переключателя [при измерениях согласно [Л26] необходимо обеспечивать постоянства ампер-витков переменного тока ($AW_{\sim} = 1 \div 1{,}5$ *а в*)]

измерении ламповым вольтметром с высоким входным сопротивлением (не менее 15 раз бо́льшим измеряемого сопротивле-

ния) рабочий режим в схеме практически можно считать неизменным. Поэтому сопротивления $Z'_{(o)}$ и $Z''_{(o)}$ или $Z'_{(n)}$ и $Z''_{(n)}$ определяются с достаточной точностью и наибольшим приближением к реальным рабочим режимам в схеме. Схемы измерений в однопроводном (рис. 4.8*а*) и двухпроводном (рис. 4.8*б*) режимах характеризуются полным разделением цепей постоянного тока от цепей переменного тока конденсаторами и дросселем *Др* с высоким входным сопротивлением во всём разговорном спектре частот (при подмагничивающем токе 50 *ма* $Z_{)n} > 300$ *ком* при измерении $Z_{(n)}$ и порядка 100 тыс. *ом* при измерении $Z_{(o)}$).

Для удобства измерений может быть применён плавный быстродействующий переключатель (например, искатель типа *IПИ*), с помощью которого достигается быстрое переключение лампового вольтметра (рис. 4.8*в*). Повторные измерения осуществляются весьма просто повторением цикла переключений. Наибольшая точность обеспечивается при равенстве сопротивлений R средней величине измеряемых сопротивлений. Для питающих реле шнура АТС-47 в однопроводном режиме прохождения токов $R \approx 500$ *ом*, что соответствует условию (4.17а).

Полные сопротивления $Z'_{(i)}$, $Z''_{(i)}$ и углы $\varphi'_{(i)}, \varphi''_{(i)}$ обеих обмоток для указанных режимов измерения определяются выражениями:

$$\left.\begin{aligned} z'_{(i)} &= \frac{U'}{U'_R} R, \quad \varphi'_{(i)} = \arccos \frac{(U'_0)^2 - \left[(U')^2 + (U'_R)^2\right]}{2U'U'_R} \\ z''_{(i)} &= \frac{U''}{U''_R} R, \quad \varphi''_{(i)} = \arccos \frac{(U''_0)^2 - \left[(U'')^2 + (U''_R)^2\right]}{2U''U''_R} \end{aligned}\right\} . \qquad (4.23)$$

Практика показала, что данный метод позволяет непосредственно во время измерений (до каких-либо расчётов) всегда иметь полное представление о величинах измеряемых сопротивлений обмоток, вследствие чего обеспечивается наглядность измерений и возможность сравнения параметров обмоток при перемене режима передачи токов. При этом следует учитывать, что указанные параметры определяются без измерений значений Z', Z'' и $Z_м$ а наглядность, простота и лёгкость соблюдения заданных ампер-витков постоянного и переменного токов делают двойной метод 3 напряжений весьма эффективным для исследования различных вопросов асимметрии мостов класса Б, а также для контроля в условиях производства качества выпускаемых реле и целых приборов в отношении величины их производственной асимметрии, определяемой по формуле

$$A_{c(np)} = \frac{U' - U''}{U} . \qquad (4.24)$$

Следует заметить, что использовать для указанных измерений мостовые схемы оказалось затруднительно, так как при установке на нуль индикатора происходит изменение соотношений и величин токов в обмотках.

Основные результаты измерений параметров «симметричных обмоток» реле РПН в различных режимах передачи токов

Не имея возможности рассмотреть данные многочисленных измерений, приводим лишь их основные результаты, представляющие наибольший интерес. На рис. 4.9 и 4.10 показаны кривые изменения параметров обмоток одного из испытанных реле *А* ($А_{(1)}$) *ЛИ* АТС-47 (с якорем и без якоря) в однопроводном режиме передачи токов и кривые составляющих собственных сопротивлений обмоток того же реле в зависимости от частоты и тока подмагничивания. Из этих кривых, а также из других данных измерений установлено, что в однопроводном режиме эквивалентные сопротивления $r'_{(0)}$, $r''_{(0)}$ и $z'_{(0)}$, $z''_{(0)}$ близки к сопротивлениям обмоток постоянному току R' и R'', а углы $\varphi'_{(0)}$ и $\varphi''_{(0)}$ в полосе частот 300—1400 *гц* не превосходят 15—20°, параметры $z'_{(0)}$ и $z''_{(0)}$ сравнительно мало зависят от тока подмагничивания и для слоевой намотки обмоток характерны условия:

$$\left.\begin{aligned} R' > x'_{(0)}, \; R'' > x''_{(0)} \\ r'_{(0)} > x'_{(0)}, \; r''_{(0)} > x''_{(0)} \end{aligned}\right\}. \qquad (4.25)$$

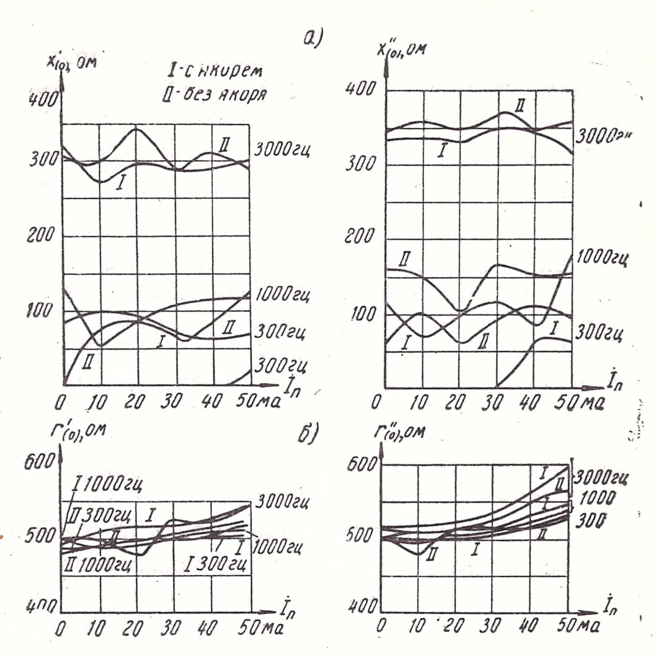
Кроме того, параметры обмоток при наличии и отсутствии якоря значительно отличаются между собой, так как сопротивления магнитной цепи и потоки рассеяния в обоих случаях различны (ср., например, значения $x'_{(0)}$ при 300 *гц*).

При тех же условиях собственные сопротивления обмоток и их составляющие характеризуются резко выраженными зависимостями от тока подмагничивания и частоты, углы φ', φ'' превышают 35°, полные сопротивления z' и z'' и их активные и реактивные составляющие r', r'', x', x'' значительно превосходят сопротивления обмоток постоянному току, т. е.

$$z' > r' \gg R', \; z' > x' \gg R, \; z'' > r'' \gg R'', \; z'' > x'' \gg R'', \qquad (4.25а)$$

величины $|\Delta Z|$ и $|\Delta r|$ значительно превосходят $|\Delta R|$ и $|\Delta Z_{(0)}|$ и незначительно зависят от допусков на сопротивления обмоток постоянному току. Вследствие этого указанные допуски не могут существенно влиять на величину A_r, если при её расчёте учитывать лишь собственные сопротивления обмоток, и могут иметь преобладающее влияние на величину A_r при расчёте её с учётом реальных параметров обмоток в однопроводном режиме передачи токов.

Рис. 4.9. Экспериментальные кривые зависимости параметров обмоток реле $A_{(1)}$ ЛИ АТС-47 в однопроводном (встречном) режиме от тока подмагничивания и частоты ($R'=483$ *ом*, $R''=495$ *ом*; *I* — с якорем, *II* — без якоря)



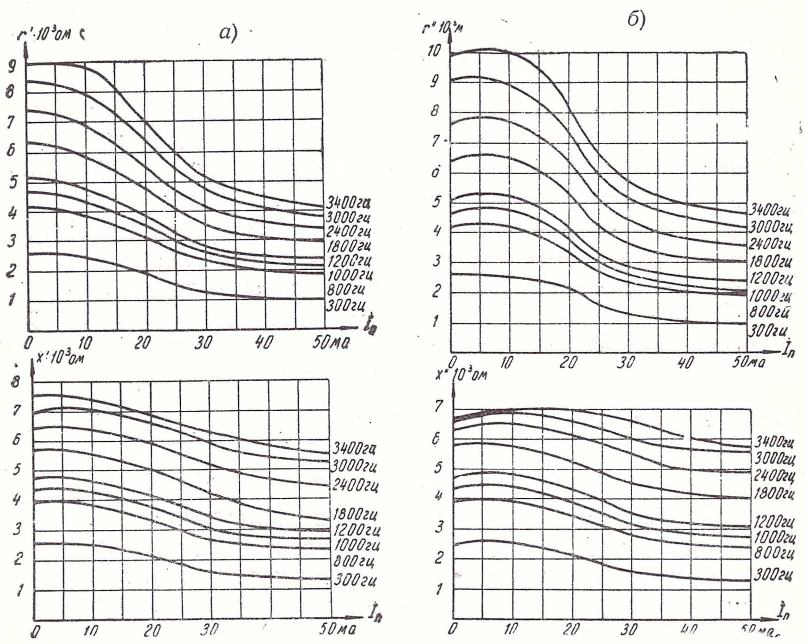


Рис. 4.10. Экспериментальные кривые зависимости реактивных и активных составляющих собственных сопротивлений обмоток реле $A_{(1)}$ ЛИ АТС-47 от тока подмагничивания и частоты ($R'=483$ *ом*, $R''=495$ *ом* с якорем)

Измерения показали, что параметры обмоток реле необходимо учитывать при наличии якоря, что соответствует реальным условиям.

Из рассмотрения кривых рис. 4.11 видно, что даже для

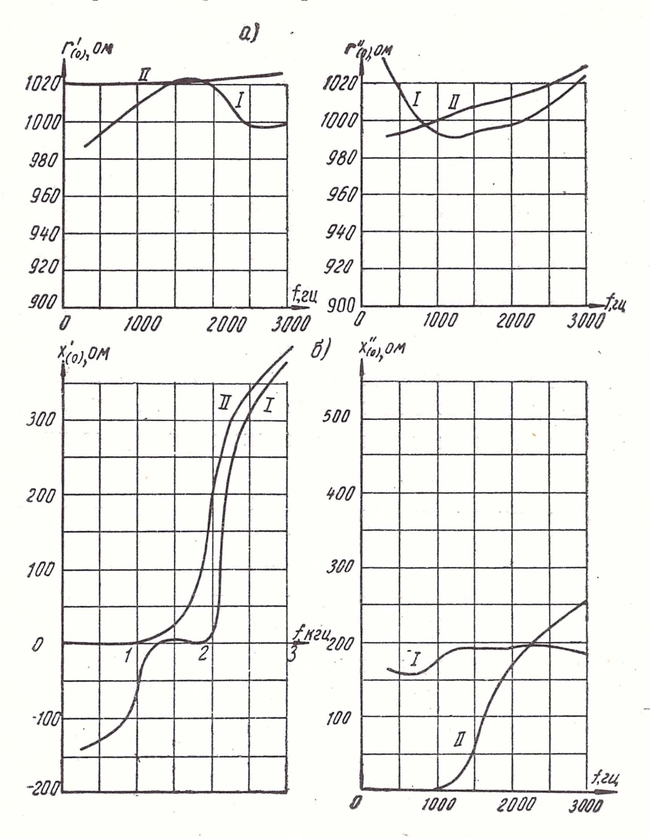


Рис. 4.11. Экспериментальные кривые зависимости от частоты эквивалентных сопротивлений $r'_{(o)}$, r''_{o} и $x'_{(0)}$, $x''_{(o)}$ обмоток реле *ИЛИ* АТС-47 при включённом (*I*) и выключенном (*II*) конденсаторе в цепи *I* обмотки ($R'=985$ *ом*, $R''=990$ *ом*, $\dot{I}_n=0$)

реле с высоким сопротивлением обмоток постоянному току ($R \approx 1000$ *ом*) включение к одной из обмоток конденсатора в 1 *мкф* вызывает изменение не только реактивных, но и активных составляющих сопротивлений $Z'_{(o)}$ и $Z''_{(o)}$, так как реактивные сопротивления $x'_{(o)}$ и $x''_{(o)}$ могут иметь различный знак, вследствие чего разность $|2\Delta x_{(o)}| = |x'_{(o)} - x''_{(o)}|$ достигает значительной величины, в особенности ниже 1200 *гц* (например, на частоте 300 *гц*

$|2\Delta x_{(o)}|=300$ *ом,* на частоте 1000 *гц* — 225 *ом,* а при отсутствии конденсатора $\Delta x_{(o)}=0$, так как $x'_{(o)}=x''_{(o)}=0$).

Измерения и исследования показали, что существующие допуски на сопротивления «симметричных обмоток» постоянному току являются одной из причин сравнительно высокой величины A_c питающих мостов класса Б.

Формулы для расчёта величины A_c простейшего моста класса Б

Применение метода развязки индуктивных связей без изменения конфигурации и числа элементов схемы значительно облегчает исследование асимметрии питающих мостов класса Б, так как позволяет заменить схему моста класса Б эквивалентной схемой моста класса А и применить для анализа выведенные для последних мостов формулы. Очевидно, что для схемы рис. 4.6б можно использовать ф-лы (3.15) и (3.20), если в них параметры Z_1 и Z_2 заменить соответственно параметрами $Z'_{(o)}$ и $Z''_{(o)}$. Тогда точная и приближённая формулы примут вид:

$$A_c=\left|\frac{WZ_a\left(Z'_{(0)}-Z''_{(0)}\right)}{Z_a\left(Z'_{(0)}+W\right)\left(Z''_{(0)}+W\right)+2WZ'_{(0)}Z''_{(0)}+W^2\left(Z'_{(0)}+Z''_{(0)}\right)}\right|, \quad (4.26)$$

$$A_c=\left|\frac{2\Delta Z_{(0)}Z_aW}{(Z_{(0)}+W)\left[Z_a(Z_{(0)}+W)+2Z_{(0)}W\right]}\right|. \quad (4.26а)$$

Согласно результатам измерений для «симметричных обмоток» реле (дросселей) справедливо условие

$$|\alpha_{(0)}|=\left|\frac{\Delta Z_{(0)}}{Z_{(0)}}\right|\approx\left|\frac{\Delta Z}{Z}\right|\leqslant 0{,}05\div 0{,}07. \quad (4.27)$$

Вследствие этого допустимо и целесообразно применять для расчёта и анализа ф-лу (4.26а), обеспечивающую весьма высокую точность (погрешность не выше 0,5%). Из сравнения ф-л (4.6), (4.7) и (4.26) видно, что расчёт величины по последним формулам значительно проще, чем по первым.

Зависимость величины A_c от сопротивления приёмника Z_a

Как видно из соотношений (4.13), в простейших мостах класса Б параметры $Z'_{(o)}$ и $Z''_{(o)}$ зависят от сопротивления Z_a, при увеличении которого несколько уменьшается величина $\Delta Z_{(o)}$, так как при $Z_a\to\infty$ $W_{Z_a}\to W$ и $|\alpha_{m(o)[W_{Z_a}=W]}-\alpha_{m(o)}|>0$. Однако анализ показал [Л6], что преобладающим в изменении числите-

ля и знаменателя ф-лы (4.26а) при изменении сопротивления Z_a является изменение знаменателя. Поэтому указанная для мостов класса А закономерность сохраняется и для мостов класса Б.

Таким образом, величина A_c питающего моста любого класса находится в прямой зависимости от сопротивления Z_a и достигает наибольшего значения при отключённом приёмнике, когда $Z_a = \infty$. Вследствие этого выводы, указанные в разд. 3.3, справедливы и для питающих мостов класса Б.

Зависимость величины A_c простейших питающих мостов с обмотками слоевой намотки от нагрузочных сопротивлений измерительной схемы

Как уже указывалось в ф-ле (4.25) величины $x'^{('')}_{(o)} < R'^{('')}$. Вследствие этого условие (3.26) не имеет места, так как $x_{(o)} < z_a$ для реле со слоевой намоткой обмоток. Мосты класса Б с указанной намоткой характеризуются зависимостью области $A_{c\,макс} = f(x_W)$ от сопротивления r_W (рис. 4.12). Однако область $A_{c\,макс}$ невелика при изменении r_W от 0 до 300 *ом*, вследствие чего кривые $A_c = f(x_W)$ имеют максимум практически при одном и том же значении угла сопротивления $(Z_{(o)} + W)$, когда справедливо следующее равенство:

$$x_{W(m)} \approx x^{(0)}_{W(m)} + \frac{r_W}{r_{(0)}}\left(x^{(0)}_{W(m)} - x_{(0)}\right), \tag{4.28}$$

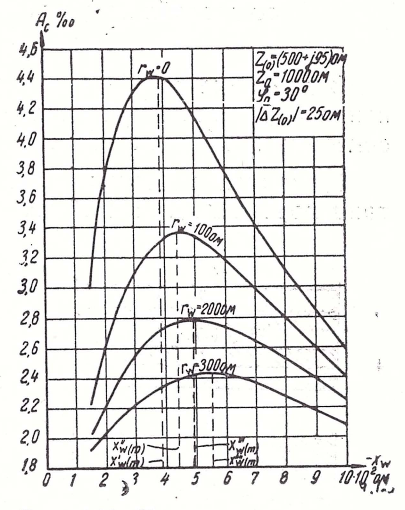


Рис. 4.12. Кривые зависимости величины A_c простейшего питающего моста класса Б со слоевой намоткой обмоток от x_W при различных значениях r_W

где $x^{(0)}_{W(m)}$ — величина $x_{W(m)}$ при $r_W = 0$. При $r_W \leqslant 200$ *ом* $x_{W(m)} \approx 500$ *ом* и ширина области $A_{c\,макс} = f(x_W)$ не превышает 120 *ом*. Расчёты показали, что при $\varphi_o < 30°$ и $x_{(o)} < x_a$ наиболее просто величину $x^{(0)}_{W(m)}$ определить по формуле

$$x^{(0)}_{W(m)} \approx z_{(0)} \sqrt{\frac{z_a}{|2Z_{(0)} + Z_a|}}, \tag{4.29}$$

являющейся частным случаем решения задачи по определению условий максимума $A_c = f(x_W)$. Экспериментальные исследования полностью подтвердили справедливость ф-л (4.28) и (4.29) и вывод о том, что величина A_c простейших мостов класса Б с обмотками, выполненными слоевой намоткой, достигает максимального значения при невысоких значениях x_W, характерных для наиболее длинных абонентских кабельных линий ($4 \div 5$ *км*) в полосе $800 \div 1100$ *гц*.

Такая закономерность является весьма важной отличительной особенностью этих мостов, поскольку она означает что величина A_c может достичь максимума при наиболее неблагоприятных условиях в разговорном тракте, когда из-за снижения уровня полезной мощности становится более ощутимым мешающее действие шумов, обусловленных станционной асимметрией.

Зависимость величины A_c простейших мостов класса Б от способа намотки обмоток и конструкции реле

В практике телефонных станций известны и находят применение следующие три основных способа намотки индуктивно связанных обмоток реле:

1) концентрическая (рис. 4.13*а*), когда одна обмотка намотана поверх другой и обмотки отличаются диаметром провода (например, в питающих реле коммутатора ЦБКУ и др.);

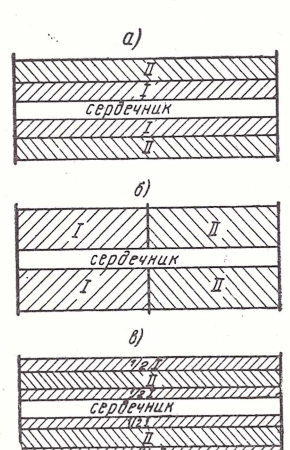


Рис. 4.13. Схематическое изображение концентрической, секционированной и слоевой намотки двухобмоточных реле

2) секционированная (рис. 4.13*б*), когда каждая обмотка располагается на своей части сердечника (питающие реле АТС машинной системы завода «Красная заря» и др.);

3) слоевая (рис. 4.13*в*), когда одна обмотка расположена между двумя полуобмотками другой (применяется почти во всех современных АТС).

Измерения показали, что в полосе частот выше 450 *гц* величина A_c АТС машинной системы значительно ниже величины A_c АТС-47 даже при добавлении сопротивлений по 300 *ом* к питающим реле *А* в *IГИ* и *ЛИ* АТС-47 с целью выравнивания сопротивлений этих реле в АТС обеих систем. Такая особен-

ность могла быть вызвана конструктивными особенностями реле либо особенностями их намотки. В связи с этим было произведено специальное исследование зависимости величины A_c от способа намотки обмоток и конструкции реле, основные результаты которого кратко изложены ниже.

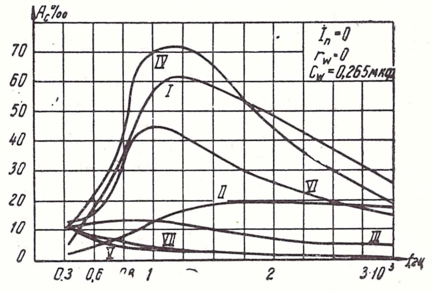


Рис. 4.14. Экспериментальные кривые зависимости величины A_c различных простейших питающих мостов от частоты (нумерация кривых соответствует условным номерам мостов в табл. 1)

Из кривых рис. 4.14 видно, что у питающих мостов со слоевой намоткой обмоток величина A_c значительно выше, чем у мостов с секционированной намоткой обмоток (ср. кривые *I, VI* и *V, VII*), отличающихся наиболее низкими величинами A_c, несмотря на то, что специально изготовленное реле *9* (см. табл. 1) имеет те же паспортные данные, что и реле 1а. В полосе частот ниже 1750 *гц* реле *13* с концентрической намоткой (с выравненным сопротивлением первой обмотки включением добавочного сопротивления) характеризуется наи-

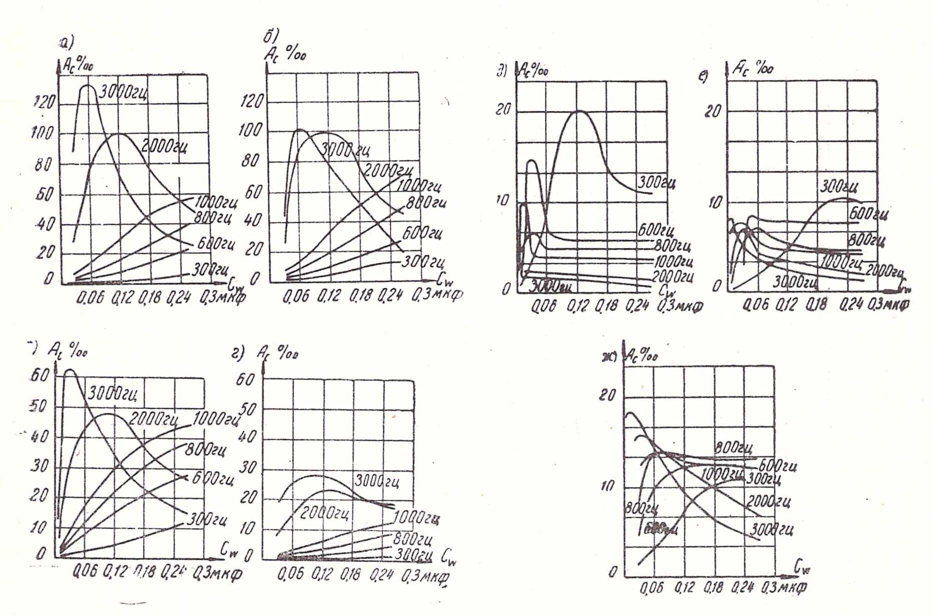


Рис. 4.15. Экспериментальные кривые зависимости величины A_c различных простейших питающих мостов от частоты и ёмкости C_W при $\dot{I}_1 = r_W = 0$; *а)* мост № *1*, *б)* мост № *IV*, *в)* мост № *VI*, *г)* мост № *II*, *д)* мост № *V*, *е)* мост № *VII*, *ж)* мост № *III*

Таблица 1

Данные поперечных элементов основных простейших питающих мостов

Условный номер моста	Реле моста: условный номер	Реле моста: сопротивление, *ом* R'	Реле моста: сопротивление, *ом* R''	Реле моста: число витков обмотки	Реле моста: диаметр провода, *мм*	Способ намотки и тип реле
I	1а	504	564	6700	0,12	Реле *РПН*, намотка слоевая (соответствует реле *ЛИ* АТС-47)
II	2	484	487	6700	0,12	Реле *РПН*, намотка в два провода одновременно
III	16 4	536 —	— 446	6700 6700	0,12 0,12	Два отдельных реле *РПН*
IV	13	453	479	6700	0,12	Реле *РПН*. намотка концентрическая
V	7	838	895	8400	0,10	Реле типа 100 с якорем ножевого крепления, намотка секционированная
VI	5	1126	1037	8400	0,10	Реле *РПН*, намотка слоевая (соответствует реле *И* в *ЛИ* АТС-47)
VII	9	485	492	6700	0,12	Реле *РПН*, намотка секционированная

большей величиной A_c (см. кривую *IV*). Представляет большой интерес также значительное снижение величины A_c у реле *2* (кривая *II*) по сравнению с реле *1а* и *5* (кривые *I* и *VI*). Это свидетельствует о преимуществе намотки в два провода, которая иногда называется «параллельной», в сравнении со слоевой намоткой даже для реле с большими сопротивлениями обмоток, например реле *5*. Характерно, что максимум у кривых *I*, *IV* и *VI* наступает примерно на одной и той же частоте и кривые имеют одинаковый характер. Практическое совпадение кривых *V* и *VII* для реле различной конструкции, но с одинаковым способом намотки, и резкое отличие этих кривых от других показывает, что способ намотки оказывает несравнимо большее влияние на величину A_c, чем конструкция реле.

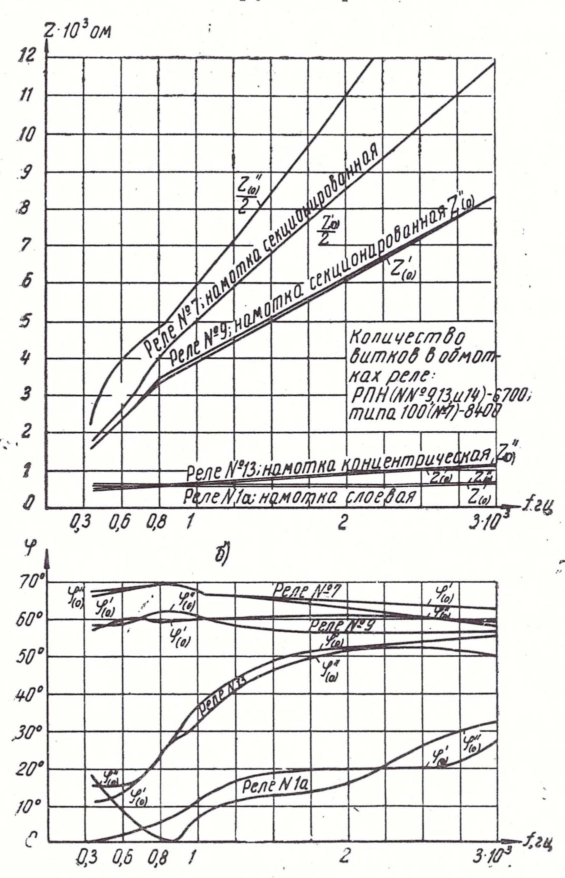


Рис. 4.16. Экспериментальные кривые зависимости эквивалентных комплексных сопротивлений обмоток реле с различным способом намотки от частоты при $\dot{I}_n$=35—40 *ма*

Из сравнения кривых рис. 4.15 видно, что характер зависимостей $A_c = f(C_W)$ для мостов с обмотками слоевой, концентрической и «параллельной» намоток (мосты *I*, *II*, *IV* и *VI*) практически совпадает и резко отличается от характера аналогичных зависимостей мостов с обмотками секционированной намотки. У последних мостов кривые имеют максимум в полосе частот 800 — 1000 *гц* на наиболее коротких абонентских линиях ($C_W \leqslant 0{,}1$ *мкф*), как и у моста класса А (№ III), что характерно только для мостов с высокими реактивными сопротивлениями поперечных элементов. Результаты измерений полностью подтвердили предположение о высоких значениях эквивалентных параметров $Z'_{(o)}$ и $Z''_{(o)}$ обмоток реле с секционированной намоткой. Из кривых рис. 4.16 видно, что реле со слоевой и концентрической намотки (*1а* и *13*) по своим эквивалентным параметрам $Z'_{(o)}$ и $Z''_{(o)}$ резко отличаются от реле с секционированной намоткой обмоток (*7* и *9*), у которых эти параметры значительно превышают сопротивления обмоток постоянному току. Это свидетельствует о том, что обмотки первых реле имеют значительно более сильную магнитную связь, чем обмотки вторых реле (согласно измерениям, у реле со слоевой намоткой $z_м \approx 0{,}9\ z$, а у реле с секционированной намоткой $z_м \approx 0{,}5\ z$).

Анализ показал, что условия максимума $A_c = f(x_W)$ простейших мостов класса А и класса Б с обмотками секционированной намотки совпадают и практически выражаются равенством (3.26), так как у этих мостов $x > z_a$ и $x_{(o)} > z_a$ [1]).

Очевидно, что для последних мостов при замене сопротивлений Z и ΔZ и их составляющих сопротивлениями $Z_{(o)}$ и $\Delta Z_{(o)}$ и их составляющими условия (3,26), (3.26*а*) и другие основные соотношения и зависимости, кроме равенств (3.27) и (3.28), остаются справедливыми. При этом следует указать, что реле с секционированной намоткой, как и однообмоточные реле, характеризуются значительной зависимостью параметров обмоток от тока подмагничивания.

4.6. Основные сведения по асимметрии двойных мостов класса Б

Схемы замещения двойного питающего моста класса Б

Схемы замещения двойного моста для вызванного абонента представлены на рис. 4.17. При определении величины A_c для другого абонента достаточно поменять местами в исходной схеме рис. 4.2*г* обмотки первого реле с обмотками второго реле. Очевидно, что этому соответствует взаимная замена параметров обмоток первого и второго реле в последующих соотношениях.

---

[1]) Как уже указывалось, для простейших мостов со слоевой намоткой характерно противоположное неравенство $x_{(o)} < Z_a$.

Определяя отношения токов в каждой паре обмоток в исходной схеме по методу контурных токов с использованием равенств (4.3а), (4.10) и (4.11), можно получить

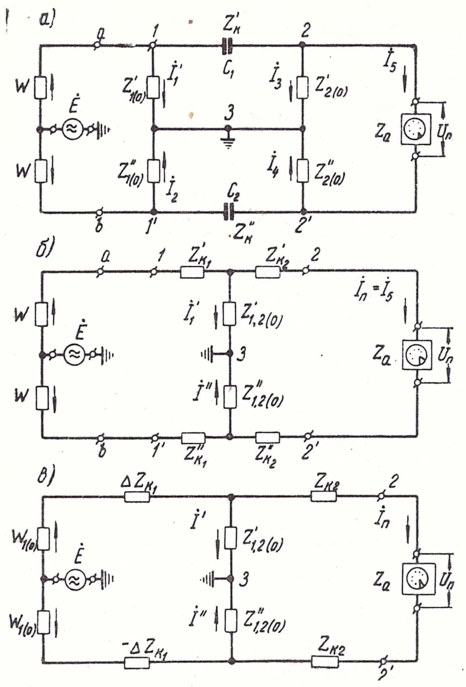


Рис. 4.17. Схемы замещения двойного питающего места класса Б при определении величины A_c для вызванного абонента:

а) исходная схема замещения, *б)* преобразованная схема замещения, *в)* схема с эквивалентными нагрузочными сопротивлениями

$$m_{1(0)} = \frac{\dot I_2}{\dot I_1} = \frac{Z_1 + Z_м^{(')} + W'_{Z_a} + \Delta Z_1 + \Delta W'_{Z_a}}{Z_1 + Z_м^{(')} + W'_{Z_a} - \Delta Z_1 - \Delta W'_{Z_a}} = \frac{1 + \alpha'_{1(0)}}{1 - \alpha'_{m_1(0)}} \approx 1 + 2\alpha'_{m_1(0)} \tag{4.30}$$

где

$$\left.\begin{aligned} \alpha'_{m_1(0)} &= \alpha_{m_1(0)}\left(1 + \delta_{m_1(0)}\right) \\ \delta_{m_1(0)} &= \frac{\beta_{m_1(0)}}{\alpha_{m_1(0)}} \\ \alpha_{m_1(0)} &= \frac{\Delta Z_1}{Z_1 + Z_м^{(')} + W'_{Z_a}} \\ \beta_{m_1(0)} &= \frac{\Delta W'_{Z_a}}{Z_1 + Z_м^{(')} + W'_{Z_a}} \end{aligned}\right\}, \tag{4.30а}$$

$$\left.\begin{aligned} W'_{Z_a} &= \frac{W}{Z'_{aW\kappa}}\left[2Z_\kappa + Z_a\left(1+\frac{Z_\kappa}{Z_2+Z_м^{(2)}}\right)\right] \\ Z'_{aW\kappa} &= Z_a + 2(W+Z_\kappa) + Z_a\frac{W+Z_\kappa}{Z_2+Z_м^{(2)}} \end{aligned}\right\}, \qquad (4.30б)$$

$$\left.\begin{aligned} \Delta W'_{Z_a} &= \frac{W}{Z'_{aW\kappa}}\,\frac{Z_1-Z_м^{(')}}{Z_2-Z_м^{(2)}+Z_\kappa}\left(Z_a\frac{\mp\Delta Z_2\mp\Delta Z_\kappa}{Z_2+Z_м^{(2)}}\mp 2\Delta Z_\kappa\right) \\ \Delta Z_\kappa &= \frac{1}{2}(Z'_\kappa - Z''_\kappa) \end{aligned}\right\}, \qquad (4.30в)$$

$$m_{2(0)} = \frac{\dot I_4}{\dot I_3} = \frac{Z_2+Z_м^{(2)}+W''_{Z_a}+\Delta Z_2+\Delta W''_{Z_a}}{Z_2+Z_м^{(2)}+W''_{Z_a}-\Delta Z_2-\Delta W''_{Z_a}} = \frac{1+\alpha'_{m_2(0)}}{1-\alpha'_{m_2(0)}} \approx 1+2\alpha'_{m_2(0)}, \qquad (4.31)$$

$$\left.\begin{aligned} \alpha'_{m_2(0)} &= \alpha_{m_2(0)}\left(1+\delta_{m_2(0)}\right);\quad \delta_{m_2(0)} = \frac{\beta_{m_2(0)}}{\alpha_{m_2(0)}} = \frac{\Delta W''_{Z_a}}{\Delta Z_2} \\ \alpha_{m_2(0)} &= \frac{\Delta Z_2}{Z_2+Z_м^{(2)}+W''_{Z_a}};\quad \beta_{m_2(0)} = \frac{\Delta W''_{Z_a}}{Z_2+Z_м^{(2)}+W''_{Z_a}} \end{aligned}\right\}, \qquad (4.31а)$$

$$\left.\begin{aligned} W''_{Z_a} &= \frac{Z_a}{Z''_{aW\kappa}}\left[Z_\kappa + W\left(1+\frac{Z_\kappa}{Z_1+Z_м^{(')}}\right)\right] \\ Z''_{aW\kappa} &= Z_a + 2(W+Z_\kappa) + W\frac{Z_a+2Z_\kappa}{Z_1+Z_м^{(')}} \end{aligned}\right\}, \qquad (4.31б)$$

$$\Delta W''_{Z_a} = \frac{Z_a}{Z''_{aW\kappa}}\left[\pm\Delta Z_\kappa + \frac{W}{Z_1+Z_м^{(1)}}\left(\pm\Delta Z_\kappa \mp \Delta Z_1\frac{Z_2-Z_м^{(2)}+Z_\kappa}{Z_1-Z_м^{(')}}\right)\right]. \qquad (4.31в)$$

Тогда эквивалентные параметры обмоток можно определить из выражений:

$$\left.\begin{aligned} Z'_{1(0)} &\approx Z'_1-(1+2\alpha'_{m_1(0)})Z_м^{(')};\quad Z'_{2(0)} \approx Z'_2-(1+2\alpha'_{m_2(0)})Z_м^{(2)} \\ Z''_{1(0)} &\approx Z''_1-(1-2\alpha'_{m_1(0)})Z'_м;\quad Z''_{2(0)} \approx Z''_2-(1-2\alpha'_{m_2(0)})Z_м^{(2)} \end{aligned}\right\}. \qquad (4.32)$$

В выражениях (4.30в) и (4.31в) верхние знаки соответствуют включению в верхние ветви моста обмоток с большими собственными сопротивлениями ($z'_1 > z''_1$ и $z'_2 > z''_2$) а верхним знакам перед ΔZ_κ соответствует меньшая ёмкость у верхнего конденсатора.

Анализ показал [Л6], что появление дополнительных коэффициентов асимметрии токов в обмотках $\beta_{m1(o)}$ и $\beta_{m2(o)}$ вызвано наличием асимметрии в других элементах схемы. Поэтому эти коэффициенты можно назвать коэффициентами вносимой асимметрии токов в обмотках в отличие от коэффициентов собственной асимметрии токов в обмотках реле (дросселя) — $\alpha_{m1(o)}$ и $\alpha_{m2(o)}$. В большинстве практических случаев применение ф-л (4.30а, б, в) и (4.31а, б, в) для учёта $\delta_{m1(o)}$ и $\delta_{m2(o)}$ не оправдывается незначительным увеличением точности расчётов, которая значительно превышает точность измерений Z', Z'' и $Z_м$ обмоток реле при прохождении по ним постоянного и переменного токов. Поэтому сопротивления $W'_{Z_д}$ и $W''_{Z_д}$, как и W_{Z_a} в простейших мостах, не оказывают существенного влияния на величины $\alpha_{m1(o)}$, $\alpha_{m2(o)}$, $\alpha_{m(o)}$.

Таким образом, эквивалентные параметры обмоток реле двойного моста с достаточной точностью можно определять для каждого реле в отдельности так же, как и в простейшем питающем мосте.

Заменяя в исходной схеме замещения рис. 4.17*а* треугольники сопротивлений *1—2—3* и *1′—2′—3* эквивалентными звёздами согласно ф-лам (3.10), получим преобразованную схему замещения двойного моста класса Б (рис. 4.17*б*), в которой сопротивления могут определяться выражениями:

$$\left.\begin{aligned}
Z'_{1,2(0)} &= Z_{1,2(0)} + \Delta Z_{1,2(0)} = \frac{Z'_{1(0)}\, Z''_{2(0)}}{Z'_\Delta}\\
Z''_{1,2(0)} &= Z_{1,2(0)} - \Delta Z_{1,2(0)} = \frac{Z''_{1(0)}\, Z''_{2(0)}}{Z''_\Delta}\\
Z'_{к1} &= Z_{к1} + \Delta Z_{к1} = \frac{Z'_{1(0)}\, Z'_к}{Z'_\Delta}\\
Z''_{к1} &= Z_{к1} - \Delta Z_{к1} = \frac{Z''_{1(0)}\, Z''_к}{Z''_\Delta}\\
Z'_{к2} &= Z_{к2} + \Delta Z_{к2} = \frac{Z'_{2(0)}\, Z'_к}{Z'_\Delta}\\
Z''_{к2} &= Z_{к2} - \Delta Z_{к2} = \frac{Z''_{2(0)}\, Z''_к}{Z''_\Delta}
\end{aligned}\right\}, \qquad (4.33)$$

$$\left.\begin{aligned}
Z'_\Delta &= Z_\Delta + \Delta Z_\Delta = Z_{1(0)} + Z_{2(0)} + Z_к + \\
&+ (\Delta Z_{1(0)} + \Delta Z_{2(0)} + \Delta Z_к)\\
Z''_\Delta &= Z_\Delta - \Delta Z_\Delta = Z_{1(0)} + Z_{2(0)} + Z_к - \\
&- (\Delta Z_{1(0)} + \Delta Z_{2(0)} + \Delta Z_к)
\end{aligned}\right\}. \qquad (4.33а)$$

При определении величины A_c для вызывающего абонента достаточно в схеме рис. 4.17б поменять местами эквивалентные сопротивления $Z'_{к1}$ и $Z'_{к2}$, а также $Z''_{к1}$ и $Z''_{к2}$. Объединяя сопротивления W со средними сопротивлениями $Z_{к1}$ или $Z_{к2}$, получим наиболее наглядную схему замещения с эквивалентными нагрузочными сопротивлениями, соответственно равными для вызываемого и вызывающего абонентов:

$$\left.\begin{aligned} W_{1(0)} &= W + Z_{к1} \\ W_{2(0)} &= W + Z_{к2} \end{aligned}\right\}, \qquad (4.34)$$

где $Z_{к1}$ и $Z_{к2}$ представляют собой ёмкостные сопротивления без учёта потерь в конденсаторах (рис. 4.17в).

Учитывая, что

$$\left.\begin{aligned} &\alpha_{1(0)} = \frac{\Delta Z_{1(0)}}{Z_{1(0)}}; \quad \alpha_{2(0)} = \frac{\Delta Z_{2(0)}}{Z_{2(0)}}; \quad \alpha_к = \frac{\Delta Z_к}{Z_к}; \quad \alpha_{к1} = \frac{\Delta Z_{к1}}{Z_{к1}} \\ &\alpha_{к2} = \frac{\Delta Z_{к2}}{Z_{к2}}; \quad \alpha_{1,2(0)} = \frac{\Delta Z_{1,2(0)}}{Z_{1,2(0)}}; \quad \alpha_\Delta = \frac{\Delta Z_{1(0)} + \Delta Z_{2(0)} + \Delta Z_к}{Z_\Delta} \end{aligned}\right\}, \qquad (4.35)$$

можно считать малыми величинами первого порядка по отношению к единице и используя ф-лы (3.1), (3.3) и (4.33), нетрудно получить:

$$\left.\begin{aligned} &Z_{1,2(0)} = \frac{Z_{1(0)}\,Z_{2(0)}}{Z_\Delta}; \quad \Delta Z_{1,2(0)} = Z_{1,2(0)}\left(\alpha_{1(0)} + \alpha_{2(0)} - \alpha_\Delta\right) \\ &Z_{к1} = \frac{Z_{1(0)}\,Z_к}{Z_\Delta}; \quad \Delta Z_{к1} = Z_{к1}\left(\alpha_{1(0)} + \alpha_к - \alpha_\Delta\right) \\ &Z_{к2} = \frac{Z_{2(0)}\,Z_к}{Z_\Delta}; \quad \Delta Z_{к2} = Z_{к2}\left(\alpha_{2(0)} + \alpha_к - \alpha_\Delta\right) \end{aligned}\right\}. \qquad (4.36)$$

Формулы для расчёта величины A_c двойного моста класса Б

Как указывалось в разд. 4.2, при непосредственном учёте параметров Z', Z'' и $Z_м$ формулы асимметрии двойного моста настолько громоздки, что практически оказываются бесполезными для анализа. При использовании же описанного метода развязки индуктивных связей схема моста класса Б заменяется эквивалентной схемой моста класса А. Следовательно, ф-лы (3.11а), (3.12а), (3.17) и (3.18) могут быть использованы для расчёта величины A_c двойного моста класса Б, если параметры моста класса А заменить соответствующими эквивалентными параметрами моста класса Б согласно ф-лам (4.33) и (4.36). С погрешностью менее 1% рекомендуются для применения следующие формулы:

$$\underset{\rightarrow}{A_c} = 2z_a \left| \frac{\Delta Z_{1,2(0)} W_{1(0)} - \Delta Z_{\kappa 1} Z_{1,2(0)}}{(Z_{1,2(0)} + W_{1(0)})[(Z_a + 2Z_{\kappa 2})(Z_{1,2(0)} + W_{1(0)}) + 2Z_{1,2(0)} W_{1(0)}]} \right| =$$

$$= \frac{A_{1(0)}}{B_{1(0)}}, \qquad (4.37)$$

$$\underset{\leftarrow}{A_c} = 2z_a \left| \frac{\Delta Z_{1,2(0)} W_{2(0)} - \Delta Z_{\kappa 2} Z_{1,2(0)}}{(Z_{1,2(0)} + W_{2(0)})[(Z_a + 2Z_{\kappa 2})(Z_{1,2(0)} + W_{2(0)}) + 2Z_{1,2(0)} W_{2(0)}]} \right| =$$

$$= \frac{A_{2(0)}}{B_{2(0)}}. \qquad (4.38)$$

Зависимость величины A_c двойного моста класса Б от отклонений в ёмкостях разделительных конденсаторов

В мостах класса Б ёмкость разделительных конденсаторов оказывает более значительное влияние на параметры преобразованной схемы, особенно, если в них обмотки выполнены по способу слоевой намотки, так как при низких сопротивлениях $x_{(o)}$ и $\Delta x_{(o)}$ отклонения в ёмкостях конденсаторов могут совершенно изменить параметры преобразованной схемы замещения (рис. 4.17*б*) даже в полосе наиболее важных частот (800 ÷ ÷ 1100 *гц*). При этом оказалось, что даже при $\Delta Z_\kappa = 0$ и $C_1 = C_2$ параметры моста не соответствуют условию отключения конденсаторов, когда $C_1 = C_2 = \infty$ (см. формулы сопротивлений преобразованной схемы замещения). Характерно, что угол сопротивления Z_Δ может быть положительным, отрицательным и равным нулю. У мостов класса А этот угол всегда положительный вследствие высоких реактивных сопротивлений обмоток реле. Расчёты и измерения показали, что в двойных мостах со слоевой

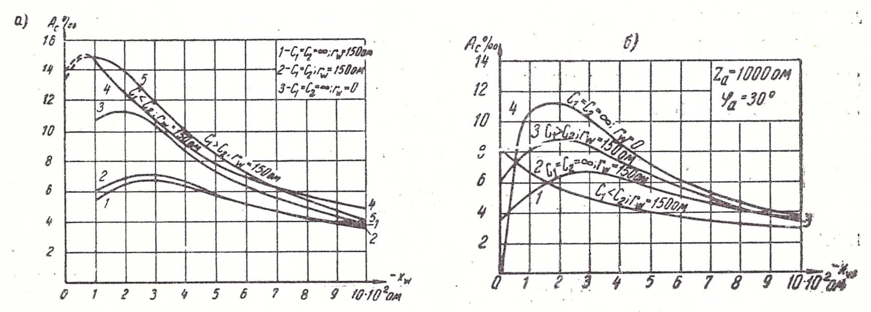


Рис. 4.18. Кривые изменения величины A_c двойного питающего моста класса Б со слоевой намоткой обмоток реле на частоте 1000 *гц* в зависимости от x_W без учёта и с учётом наличия разделительных конденсаторов ёмкостью:

а) 1,8 и 1,2 *мкф*, *б)* 3,6 и 4,4 *мкф*, а также при $C_1 = C_2$ (z_a = 1000 *ом*, φa = 30°)

намоткой реле не следует применять разделительные конденсаторы ёмкостью 2 *мкф,* так как во многих случаях отклонения в их ёмкостях могут вызвать значительное увеличение величины A_c. Как видно из сравнения рис. 4.18*а* и *б,* при замене конденсаторов 2±0,2 *мкф* на конденсаторы 4±0,4 *мкф* не только снижается величина A_c, но влияние отклонений в ёмкостях более благоприятно и при правильном включении они могут значительно снизить величину A_c моста (см. главу 6).

Зависимость величины A_c двойных мостов класса Б с обмотками реле секционированной намотки от нагрузочных сопротивлений схемы

Исследования показали [Л6], что двойные мосты класса Б с секционированной и слоевой намотками обмоток реле имеют резко различающиеся зависимости величины A_c от частоты и нагрузочных сопротивлений. При этом оказалось, что первые мосты по характеристикам величины A_c весьма близки к двойным мостам класса А, поскольку эквивалентные параметры обмоток таких реле характеризуются высокими сопротивлениями. Экспериментальные кривые зависимости величины A_c двойного моста АТС машинной системы завода «Красная заря» от ёмкости C_W и частоты по характеру повторяют кривые рис. 4.15*д,* но отличаются от последних тем, что имеют максимум при ёмкостях C_W примерно больших в два раза. Таким образом, при одной и той же частоте величина A_c достигает максимального значения у двойного моста на более длинных линиях, чем у простейшего моста, однако обычно на частотах 800—1100 *гц* длина линии также не превышает 1 *км.* При наличии тока подмагничивания максимальная величина A_c двойного моста значительно возрастает и область $A_{c\,макс}$ несколько сдвигается в полосу более высоких частот.

Условие максимума $A_c = f(x_W)$ у рассматриваемых двойных мостов соответствует условию (3.31), которое для мостов класса Б может быть представлено в виде

$$\left.\begin{aligned} x_{W1(0)m} &= x_{W(m)} + x_{к1} \approx x_{1,2(0)} \\ x_{W2(0)m} &= x_{W(m)} + x_{к2} \approx x_{1,2(0)} \end{aligned}\right\} \qquad (4.39)$$

или

$$x_{1,2(0)} \approx \frac{1}{\omega}\left(\frac{1}{C_W} + \frac{1}{C}\right), \qquad (4.39а)$$

где C — средняя ёмкость разделительных конденсаторов.

Такие мосты класса Б, как и двойные мосты класса А, характеризуются наличием $A_{c\,макс}$ на линиях незначительной длины, когда шумы за счёт асимметрии менее ощутимы при высоком

уровне разговорных токов, и прямой зависимостью величин A_c и f_m от тока подмагничивания и числа поперечных элементов. Вследствие этого при включении в разговорный тракт двух мостов через короткую линию может значительно возрасти мешающее действие станционной асимметрии.

Зависимость величины A_c двойных мостов класса Б с обмотками реле слоевой намотки от нагрузочных сопротивлений схемы

Условие максимума $A_c = f(x_W)$ у двойных мостов данного типа при $C_1 = C_2 = \infty$ практически выражается равенством (4.28), если в нём $r_{(o)}$ и $x_{(o)}$ заменить сопротивлениями $r_{1,2(o)}$ и $x_{1,2(o)}$. Вследствие того что $r_{1,2(o)} < r_{(o)}$ и $x_{1,2(o)} < x_{(o)}$, величина A_c достигает максимума в двойном мосте при более низких значе-

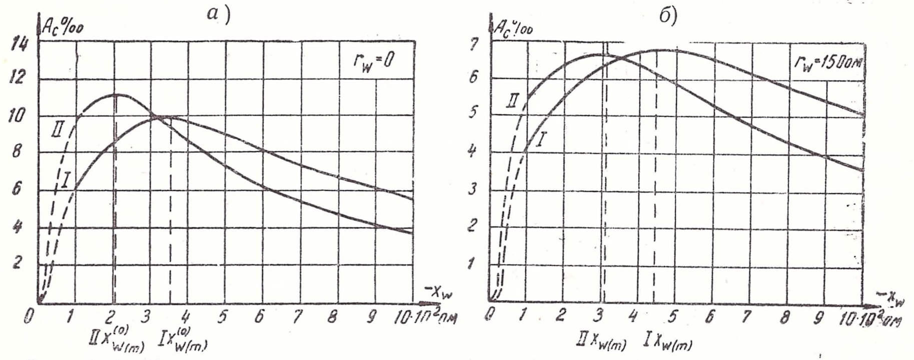


Рис. 4.19. Кривые изменения величины A_c простейшего моста класса Б со слоевой намоткой обмоток (*I*) и двойного моста (*II*), составленного из двух таких же реле при неблагоприятном сочетании параметров обмоток и $C_1 = C_2 = \infty$ в зависимости от x_W на частоте 1000 *гц* ($z_a = 1000$ *ом*, $\varphi_a = 30°$)

ниях x_w по сравнению с простейшим мостом того же класса и типа (рис. 4.19). Поэтому даже при неблагоприятном сочетании параметров обмоток реле (два реле типа 1а) у двойного моста величина A_c после пересечения кривых *I* и *II* ($x_W \geqslant 350$ *ом*) значительно меньше, чем у простейшего моста. Из этого следует, что для рассматриваемых мостов класса Б с увеличением числа поперечных элементов область $A_{c\,макс}$ сдвигается к началу координат. Вследствие этого или возрастает частота f_m при постоянной длине линии, или увеличивается длина линии, на которой может наступить максимум $A_c = f(x_W)$ при неизменной частоте f_m. К примеру укажем, что для кривых *I* и *II* на частоте 1000 *гц* максимум наступает соответственно при линии в 4,74 и 6,86 *км*. Следовательно, ограничиваясь длиной линии до 5 *км* с затуханием до 0,5 *неп,* величина A_c двойного моста не может до-

стичь максимума при 1000 *гц,* так как наименьшая частота f_m примерно равна 1400 *гц* (при $\dot{I}_n = 0$).

С достаточной точностью для рассматриваемых двойных мостов, когда справедливы условия $\varphi_{1,2(o)} < 30°$ и $x_{1,2(o)} < x_a$, условие максимума величины A_c от x_W можно определить из выражения

$$x^{(\,)}_{W(m)\,[C_1=C_2=\infty]} \approx Z_{1,2(0)} \sqrt{\frac{z_a}{|2Z_{1,2(0)} + Z_a|}}, \qquad (4.40)$$

из которого следует, что чем меньше сопротивление $z_{1,2(o)}$, тем ближе к началу координат при равных условиях смещается область $A_{c\,макс} = f(x_W)$ (см. гл. 6). Несмотря на указанные выше положительные свойства, данные мосты характеризуются значительно бо́льшими величинами A_c в полосе наиболее важных частот, чем мосты класса Б с секционированной намоткой обмоток (рис. 4.20).

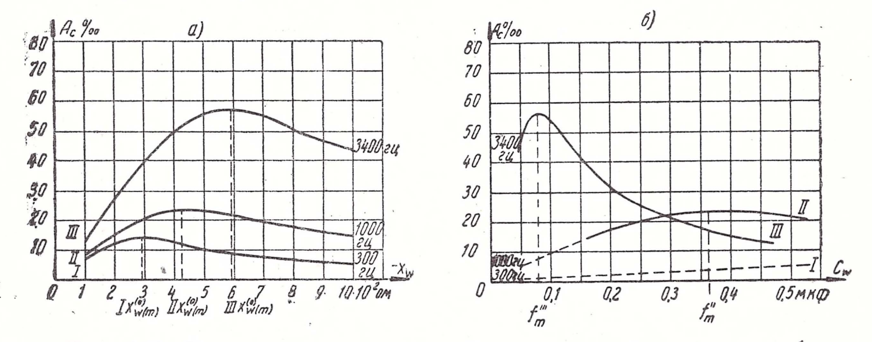


Рис. 4.20. Экспериментальные кривые зависимости величины A_c двойного моста *I ГИ* АТС-47:

а) от реактивного сопротивления x_W, *б)* от ёмкости C_W при $I_n = r_W = 0$ и $C_1 = C_2 = \infty$

Вследствие этого двойные и сложные мосты (см. гл. 6) со слоевой намоткой обмоток питающих реле при $R \geqslant 500$ *ом* во многих случаях не обеспечивают должного качества в отношении величины A_c, что в основном объясняется высокими допусками на сопротивления обмоток R' и R'', недостаточно низкими сопротивлениями обмоток питающих реле $R \geqslant 500$ *ом* и отклонениями в ёмкостях разделительных конденсаторов.

Глава 5.

НОРМЫ НА ВЕЛИЧИНУ СТАНЦИОННОЙ АСИММЕТРИИ

5.1. Основные сведения о методике определения нормы на величину станционной асимметрии

При определении норм на величину станционной асимметрии можно исходить из следующих основных принципов:

а) из наибольших значений величины асимметрии реле или моста при неблагоприятных условиях [Л1];

б) допустимого процента выбраковки готовых реле и приборов в условиях производства по величине так называемой производственной асимметрии (на заводе «Красная заря» считалось возможным допустить отсев до 4% готовых приборов);

в) допустимого влияния станционной асимметрии на переходное затухание станции [Л20];

г) влияния станционной асимметрии на качество связи собственной цепи [Л6].

Очевидно, что первые два способа, не связанные с критерием качества связи, не могут явиться объективным исходным фактором для определения нормы на величину станционной асимметрии, поскольку полученные значения асимметрии сами по себе (без взаимосвязи с уровнем помех) ничего не определяют.

Как указывалось в разд. 1.2, физический процесс взаимного влияния цепей при наличии станционной асимметрии можно представить из рассмотрения упрощённой эквивалентной схемы рис. 1.10 для простейших питающих мостов. Однако при аналитическом выражении взаимосвязи переходного затухания станции и её величины асимметрии нельзя исключить из соотношений параметров питающего моста, значение которых изменяется в весьма широких пределах как в мостах класса А, так и в мостах класса Б. При этом величина переходного затухания может быть выражена в виде суммы затуханий $b_n = b_{A_c} + b_{пм}$, где $b_{пм}$ — затухание, обусловленное параметрами питающего моста, не входящими в величину A

Несмотря на то, что величина переходного затухания АТС для 800—1000 *гц* определена [Л17] и не должна быть ниже

10 *неп* [Л17, Л28], при определении предельной величины A_c, исходя из указанного соотношения, нельзя исключить неопределённость, так как неизвестными являются две величины, одна из которых $b_{пм}$ для различных мостов и реле будет иметь разное значение, особенно для мостов различных классов. Таким образом, при известной величине переходного затухания можно лишь установить, что величина не должна превышать 10 *неп*. Однако чем выше значение $b_{пм}$, тем ниже может быть величина b_{Ac}. Следовательно, одна величина A_c без определения величины $b_{пм}$ не может характеризовать защищённость тракта.

С другой стороны, нельзя не учитывать, что взаимосвязь между станционной асимметрией и переходным затуханием станции представляет собой процесс, трудно поддающийся строгому анализу [Л20]. Кроме того, одно переходное затухание станции не может полностью характеризовать качество связи, так как при этом не учитывается качество связи собственной цепи. Для примера укажем, что согласно данным [Л28] переходное затухание АТС-47 не ниже 10 *неп*. Тем не менее величина A_c этой станции высока. Следует также отметить, что рассмотренный способ не даёт возможности установить единую норму A_c для станций различного типа.

Последний из указанных выше способов исходит не из перехода помех на соседние цепи, а из качества связи собственной цепи или всего разговорного тракта. Он основан на учёте допустимого напряжения помех на зажимах телефонного аппарата и наибольших значений продольных мешающих эдс или напряжений на абонентских линиях в случае нерайонированной телефонной сети и на абонентских и соединительных линиях в случае районированной телефонной сети. Таким образом, нормы на величину A_c могут быть определены, исходя из самого определения асимметрии в соответствии с выражением

$$A_{c(доп)} \leqslant \frac{U'_{п(доп)}}{E_{макс}\,[Z_{ген}=0]} = \frac{U'_{п(доп)}}{U_{макс}}, \tag{5.1}$$

где $U_{п\ (доп)}$ — предельно допустимое напряжение помех за счёт станционной асимметрии на зажимах телефонного аппарата при наибольшем затухании абонентской линии, а $E_{макс}$ или $U_{макс}$ — наибольшее значение продольной мешающей эдс или напряжения на абонентских линиях нерайонированной телефонной сети.

Определённая таким путём норма на величину A_c является нормой для АТС и РТС любой системы. Она может быть определена в соответствии с желаемым качеством телефонной связи и легко представима с точки зрения величины напряжения помех за счёт станционной асимметрии.

5.2. Допустимая величина напряжения помех на зажимах телефонного аппарата за счёт станционной асимметрии

Напряжение шума на зажимах телефонного аппарата во время разговора может состоять из напряжения линейных шумов, напряжения шума микрофона и напряжения шума, обусловленного шумом в помещении. Общее напряжение шума принято определять согласно квадратичному закону сложения. Поэтому общая норма допустимого напряжения шума должна быть разделена на частные нормы.

На основании проведённого исследования зависимости разборчивости речи от затухания тракта, уровней шумов линии, микрофона и помещения в работе [Л2] установлено, что для получения хорошего качества телефонной связи при эквиваленте затухания тракта в 4,6 *неп* псофометрическое напряжение линейных шумов на зажимах телефонного аппарата не должно превышать 1 *мв*.

При определении допустимой величины напряжения помех за счёт станционной асимметрии оказалось, что с учётом норм на псофометрическое напряжение шумов на выходе междугородного коммутатора, на абонентской линии, на контактные шумы и шумы за счёт пульсации батарей на АТС, а также с учётом максимального затухания линий и станционного четырёхполюсника АТС [Л40] псофометрическое напряжение всех линейных шумов на зажимах телефонного аппарата при затухании абонентской линии 0,5 *неп* несколько превышает 1 *мв,* достигая $1{,}11 \div 1{,}12$ *мв* [Л6], когда можно принять

$$U_{n(доп)} \leqslant 0{,}636 \text{ мв}.$$

Как известно, наличие шума приводит к падению разборчивости передаваемого разговора, причём мешающее действие внятного переходного разговора сказывается сильнее влияния шума, равного ему по громкости, так как прослушивание посторонних разговоров отвлекает внимание абонента.

Поскольку основное влияние оказывает не абсолютная величина шума (помех), а соотношение между уровнем полезного сигнала и уровнем шума (помех), при определении допустимой величины напряжения помех на зажимах телефонного аппарата необходимо учитывать затухание линии.

При определении величины A_c телефонный аппарат присоединяется непосредственно (без линии) к зажимам питающего моста. Поэтому допустимая величина напряжения шумов за счёт станционной асимметрии на зажимах телефонного аппарата, присоединённого непосредственно к питающему мосту, $U_{n(A_c)\,доп}$ может быть определена из равенства

$$U_{n(A_c)доп} = U'_{n(доп)}\, e^{0,5} = 1{,}05 \text{ мв}. \quad (5.2)$$

5.3. Методика измерения продольных мешающих эдс (напряжений) на городской телефонной сети

Принципиальные схемы для измерения продольных мешающих эдс (напряжений) на соединительных (рис. 5.1*а*) и абонентских (рис. 5.1*б*) линиях ГТС основаны на использовании потенциометра большого сопротивления *R*, к части которого (обычно сотой) подключается измерительная установка. Для измерений составляющих продольных эдс могут использоваться анализаторы гармоник, спектрометр или октавный фильтр. При необхо-

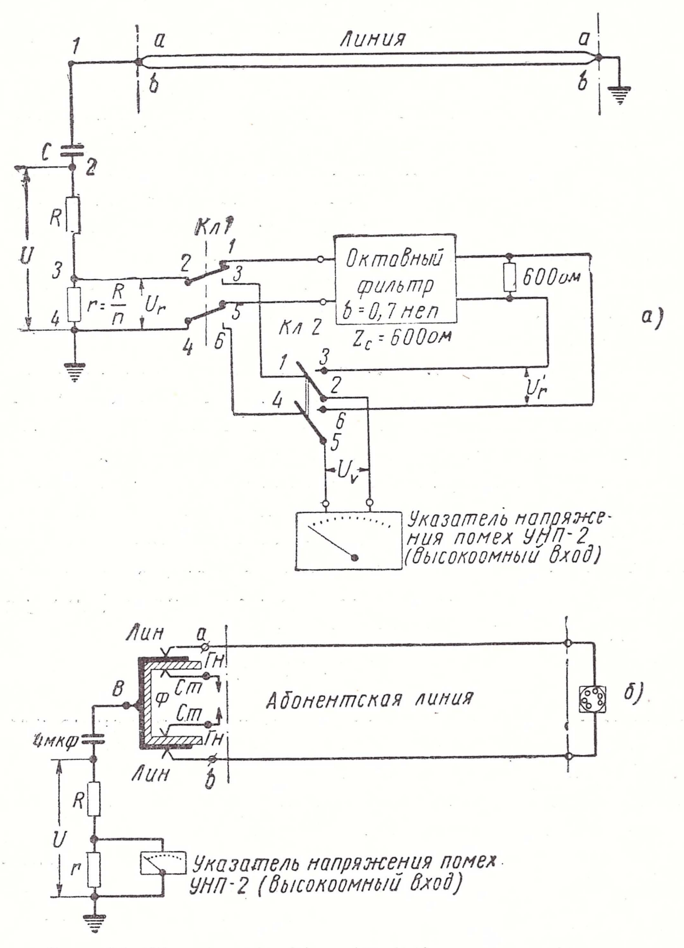


Рис. 5.1. Принципиальные схемы для измерения продольных мешающих напряжений:

а) на соединительных линиях, *б)* на абонентских линиях городской телефонной сети

димости согласования входа измерительного прибора или фильтра обеспечивают условие $r = |Z_c|$ (обычно 600 *ом*). Тогда:

$$\left.\begin{aligned} r' &= \frac{rz_c}{r+z_c} = 300 \text{ ом} \\ U_V &= U_r\, e^{-в} \\ \frac{U}{U_r} &= \frac{R-r+r'}{r'} \\ E \approx U &= U_V \frac{R-r+r'}{r'}\, e^{в} \end{aligned}\right\}, \qquad (5.3)$$

где U_V — показание измерительного прибора, а b — собственное затухание октавного фильтра в полосе пропускания.

При этом, пренебрегая падением напряжения на линии [1]) в сравнении с падением напряжения на потенциометре большого сопротивления, принимается $U \approx E$

Продольная эдс при

$$n = \frac{R}{r} = 100 \qquad (5.4)$$

равна

$$E \approx U = 100\, U_V\,. \qquad (5.5)$$

Для исключения постоянной составляющей продольной мешающей эдс (напряжения) линия присоединяется к потенциометру большого сопротивления (для большей точности порядка 100 *ком*) через конденсатор 4 *мкф* или конденсаторы указателя напряжения помех (псофометра).

Измерение по первой схеме соответствует реальным условиям в АТС, поскольку соединительная линия всегда замкнута с обеих сторон на землю через реле питающего моста станции, и способу измерения продольных эдс на междугородных цепях [Л41]. Однако такой способ требует присутствия обслуживающего персонала на обеих сторонах линии. Вследствие этого он практически малоэффективен для массовых измерений на абонентских линиях, требующих больших затрат времени (от 15 до 30 *мин* в среднем на каждое полное измерение). Кроме того, в реальных условиях абонентская линия замкнута на телефонный аппарат с незаземлённой схемой. Поэтому для измерений на абонентских линиях предназначена схема рис. 5.1*б*, не требующая заземления линии на конце. Измеряемая линия в кроссе присоединяется к измерительной установке с помощью длинного шнура со сдвоенной вилкой *В* на конце, при вставлении которой в гнёзда обоих проводов линии станционная сторона каждого провода изолируется обычной фибровой вилкой *Ф*.

---

[1]) Сопротивление линии не равно нулю. Поэтому более правильно считать измеряемую величину продольным напряжением, а не эдс.

5.4. Основные результаты измерений продольных мешающих напряжений

В результате массовых измерений продольных мешающих напряжений и их составляющих на крупнейших телефонных сетях страны определены характерные особенности этих величин, представляющие значительный интерес.

Установлено, что продольные мешающие напряжения и их составляющие как на соединительных, так и на абонентских линиях являются быстро меняющимися величинами, характеризуемыми частотой и величиной выбросов или пиковых значений, которые зависят от многих причин. На линиях наблюдаются медленные и плавные изменения рассматриваемых величин или весьма быстро меняющиеся и часто повторяющиеся процессы, обычно сопровождающиеся значительным треском в телефон, включённый через усилитель псофометра. Весьма часто наибольшие выбросы следуют один за другим через 1—2 *сек* и чаще.

Ухо человека воспринимает импульсы, возникающие со скоростью от 0,5 до 1 *мсек*. После быстрого прекращения какого-либо импульса оно не сразу перестаёт ощущать его отсутствие, поскольку полное исчезновение звукового впечатления наступает лишь через 160—200 *мсек* [Л42]. Ощущение звуковой громкости растёт по мере увеличения частоты повторения электрических импульсов. Поэтому при измерениях обращалось особое внимание на частоту наибольших выбросов, так как в качестве величины, определяющей норму станционной асимметрии, следует принять не средневзвешенную величину, а наибольшую зафиксированную измерениями величину на многих линиях.

При учёте указанных факторов установлено, что для определения норм на станционную асимметрию в нерайонированной и районированной телефонных сетях следует принять наибольшую псофометрическую величину продольных мешающих напряжений $U_{в\ макс}$ равной соответственно:

$$U_{в\ макс} = 150\ мв,\ U_{в\ макс(сл)} = 300 \div 350\ мв. \qquad (5.6)$$

Характерно, что на МГТС почти 96% всех измеренных абонентских линий имеют $U_в \leqslant 145$ *мв*, а 65,4% — до 120 *мв* (до 200 *мв* — 3% и свыше 200 *мв* — 1%). Кроме того, на абонентских линиях с максимальными значениями $U_в$ наибольшие выбросы наблюдаются значительно реже, чем на соединительных линиях (примерно через 4—5 *мин*).

Весьма важными характеристиками мешающего напряжения является его псофометрическая составляющая $U_в$, а также абсолютная величина этого напряжения (U) на разных частотах, так как они позволяют выяснить наибольшие влияющие гармоники, а также абсолютные значения токов, проходящих через обмотки реле питающего моста станции.

В большинстве случаев величина U находится в пределах $500 \div 2000$ *мв*. Однако на ряде соединительных линий с наибольшими $U_в$ величина U доходит до $8 \div 10$ *в*. Как видно из рис. 5.2, на котором показаны составляющие мешающего про-

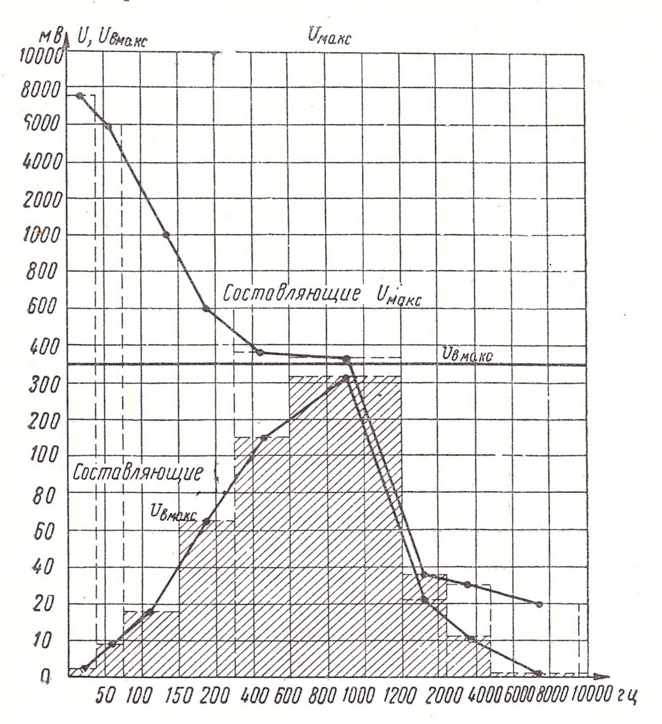


Рис. 5.2. Значения максимальных составляющих абсолютных и псофометрических величин продольных мешающих напряжений на соединительной линии МГТС в полосе частот от 0 до 9600 *гц* при $U_{макс}=10$ *в* и $U_{в\ макс}=350$ *мв*

дольного напряжения для линии с $U_{макс} = 10$ *в* и $U_{в\ макс} = 350$ *мв* и кривые зависимости U и $U_в$ от частоты, наибольшие составляющие абсолютного напряжения U создаются в спектре самых низких частот (ниже 150 *гц*), а наибольшие составляющие псофометрического напряжения $U_в$ — в полосе частот $400 \div 1200$ *гц*[1]). При этом определяющими являются гармоники в полосе частот $900 \div 1000$ *гц*, максимально приближающиеся к $U_{в\ макс}$.

Исследования показали, что псофометрическая величина продольного мешающего напряжения находится в прямой зависи-

---

[1]) На графиках пунктирными линиями выделены полосы пропускания октавного фильтра, через середину каждой из которых проведены наибольшие ординаты, образующие кривые изменения составляющих абсолютных и псофометрических величин мешающего напряжения.

мости от интенсивности электроакустических процессов в телефонных кабелях, а также от интенсивности движения электрифицированного транспорта. Она достигает наибольших значений в чнн и снижается до 15 ÷ 30 *мв* в ночное время. Особенно значительные мешающие продольные напряжения наблюдаются на абонентских линиях, проходящих в непосредственной близости к электрифицированным железным дорогам. Для исключения такого влияния указанные линии перед включением в ГАТС должны тщательно измеряться, и в случаях, когда мешающее напряжение на них превышает 150 ÷ 200 *мв*, они должны включаться в ГАТС через переходные трансформаторы и специальные комплекты.

5.5. Нормы на величину станционной асимметрии

На основании проведённых исследований с учётом условий (5.1), (5.2) и (5.6) установлено, что:

1) для обеспечения вполне удовлетворительного качества телефонной связи допустимая величина A_c в нерайонированной телефонной сети не должна превышать 0,7%;

2) указанная норма на величину A_c в нерайонированной телефонной сети значительно более жёсткая, чем нормы на величину $A_{c\,(pc)}$ в районированной сети. Поэтому величину станционной асимметрии в районированной сети можно не определять во всех случаях, когда питающие мосты удовлетворяют норме на величину A_c в нерайонированной сети и наибольшие псофометрические продольные напряжения на соединительных линиях не превышают 300—350 *мв;*

3) как правило, величину A_c достаточно определять на частоте 1000 *гц* при условиях (1.10а), как описано в разд. 1.5.

Глава 6

СПОСОБЫ СИММЕТРИРОВАНИЯ ПИТАЮЩИХ МОСТОВ ТЕЛЕФОННЫХ СТАНЦИЙ

6.1. Предварительные сведения

Способ симметрирования двойных питающих мостов путём скрещивания жил шнуровых пар известен уже более 55 лет и в своё время широко применялся на ряде крупных телефонных станций ручного обслуживания, в частности на Московской и Ленинградской телефонных сетях [Л43]. Указания о возможности улучшения симметрии в мостах разделённого питания АТС, например в АТС машинной системы завода «Красная заря», путём скрещивания обмоток реле приведены также в работе [Л1]. В других известных работах по станционной асимметрии способы симметрирования питающих мостов не нашли отражения, а в трудах МККТ и МККТТ эти вопросы только стоят на изучении.

Кроме того, по данным немецкой фирмы Альбис попытка уменьшения величины A_c в питающем мосте АТС-40 путём поэлементного симметрирования приборов оказалась неудачной, поскольку при этом требовались настолько трудоёмкие работы и значительные капитальные затраты, что более целесообразным было признано производить переделку приборов с чрезмерно большой величиной A_c, но не их симметрирование.

Известно также, что для снижения напряжения шума за счёт станционной асимметрии в АТС-50 приняты специальные меры по снижению отклонений в разделительных конденсаторах до $2 \div 2{,}5\%$ и в *ІГИ* конденсаторный мост заменён трансформаторным, без чего примерно 5% приборов не удовлетворяли требованиям в отношении асимметрии [Л19].

Лишь в 1951 г. в ЦНИИС были разработаны различные методы принудительного симметрирования станционного четырёхполюсника, один из которых нашёл применение в АТС-54 и некоторых других разработках [Л6, 44, 45, 46].

Поскольку эти методы предназначены в основном для сложных мостов, следует считать, что для двойных мостов питания известным является только указанный выше способ скрещивания обмоток реле.

6.2. Область применения существующего способа симметрирования двойного питающего моста

Существующий способ снижения асимметрии двойного питающего моста основан на включении к каждому разделительному конденсатору с обеих сторон реле или реактивных катушек с противоположной полярностью батареи. Такое включение полярностей батареи требуется только на коммутаторах с линейным, а не шнуровым или смешанным питанием микрофонных цепей (например, в коммутаторе ЦБ×3×2). В других случаях, в том числе и в питающем мосте АТС машинной системы завода «Красная заря», более целесообразно включать к каждому разделительному конденсатору противоположные обмотки питающих реле с одинаковой полярностью батареи. Поэтому такой способ можно назвать снижением асимметрии двойного питающего моста путём противоположного включения обмоток реле (рис. 6.1).

Как видно из экспериментальных кривых рис. 6.2, при противоположном включении обмоток реле, отсутствии тока подмагничивания и равенстве ёмкостей конденсаторов ($C_1 = C_2 = 2$ *мкф*) величина A_c уменьшилась на частоте 1000 *гц* от 1,76 до 3 раз, а на частоте 300 *гц* — до 4,6 раза. Таким образом, эффек-

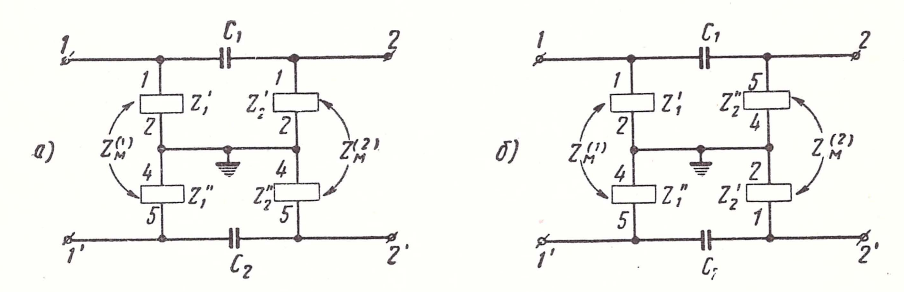


Рис. 6.1. Схемы, иллюстрирующие способ симметрирования двойного питающего моста путём противоположного включения обмоток реле

тивность противоположного включения обмоток реле при определённом типе намотки не вызывает сомнения. Как показано в [Л6], причина такого уменьшения A_c объясняется тем, что средние сопротивления $Z_{1,2(o)}$, $Z_{к1}$, $Z_{к2}$ и Z_Δ не изменяются, а абсолютные значения $\Delta Z_{1,2(o)}$ и α_Δ в ф-лах (4.33), (4.33а) и (4.36) значительно снижаются, так как

$$\left.\begin{aligned} \Delta Z_{1,2(0)} &= Z_{1,2(0)}\,(\alpha_{1(0)} - \alpha_{2(0)} - \alpha_\Delta) \\ \alpha_\Delta &= \frac{\Delta Z_{1(0)} - \Delta Z_{2(0)} + \Delta Z_к}{Z_\Delta} \end{aligned}\right\}. \quad (6.1)$$

Вследствие этого несколько снижаются и полные сопротивления $\Delta Z_{к1}$ и $\Delta Z_{к2}$. При $\Delta Z_{1(o)} = \Delta Z_{2(o)}$ и $Z_{1(o)} = Z_{2(o)}$, т. е. при строго равных параметрах обмоток обоих реле, величина A_c моста с противоположным включением обмоток реле может снизиться весьма значительно, так как

$$\left.\begin{aligned} \Delta Z_{1,2(0)} &= Z_{1,2(0)}(-\alpha_{\Delta}) \\ \alpha_{\Delta} &= \frac{\Delta Z}{Z_{\Delta}} \end{aligned}\right\}. \qquad (6.2)$$

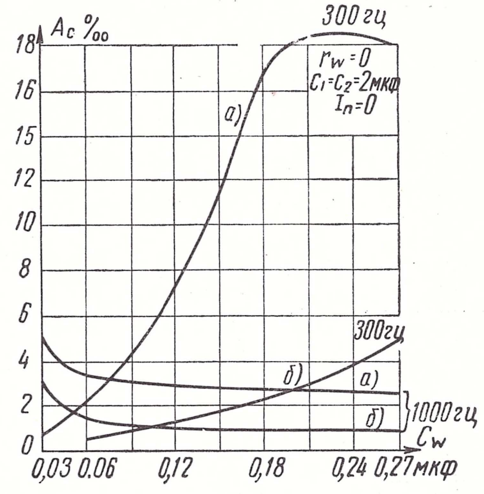


Рис. 6.2. Экспериментальные кривые зависимости величины A_c двойного питающего моста АТС машинной системы завода «Красная заря» от ёмкости нагрузочных сопротивлений при различном способе включения обмоток второго реле согласно схемам рис. 6.1

Сопротивления $\Delta Z_{к1}$ и $\Delta Z_{к2}$ в основном зависят от величины α, равной обычно 0,1. Поэтому при неудачном включении эти сопротивления всё же могут и в рассматриваемом способе значительно увеличить величину A_c. Однако величина A_c питающего моста АТС машинной системы завода «Красная заря» на средних и длинных абонентских линиях при наличии нормального тока подмагничивания и противоположном включении обмоток реле обычно не превышает 5‰ на частоте 1000 *гц*.

Существенной особенностью рассматриваемого способа является наличие заведомо неравных поперечных элементов в проводах *a* и *b* схемы двойного моста, так как только в этом случае известно, как включать обмотки реле.

Поэтому существующий способ может применяться в двойных мостах питания только в тех случаях, когда полное собственное сопротивление одной обмотки каждого реле всегда превышает полное собственное сопротивление другой обмотки тех же реле. Этот способ может применяться, например, в мостах класса А при различном числе витков в обмотках реле (дросселей) и в мостах класса Б с секционированной или концентрической намоткой обмоток реле. Очевидно, что в последнем случае может применяться одинаковый диаметр провода для обеих обмоток.

Однако в мостах питания современных АТС в основном применяются реле со слоевой намоткой обмоток. У таких реле обыч-

но нельзя заранее определить, в какой обмотке больше полное сопротивление. Поэтому существующий способ симметрирования в питающих мостах со слоевой намоткой обмоток реле не может найти применения.

6.3. Способы принудительного симметрирования питающих мостов

Предварительное замечание

Способы, позволяющие значительно улучшить симметрию всей или части схемы питающего моста без симметрирования в отдельности поперечных или продольных элементов, названы нами принудительными [Л6]. Разработка таких способов симметрирования диктовалась необходимостью значительного снижения величины A_c питающего моста АТС-47, относящегося к сложным мостам со слоевой намоткой обмоток реле и отличающегося несовершенством в отношении асимметрии.

Исследование показало, что принудительное симметрирование питающих мостов может быть осуществлено наиболее просто путём снижения полных сопротивлений эквивалентных поперечных элементов или путём увеличения активных составляющих и изменения реактивных составляющих эквивалентных нагрузочных сопротивлений схемы [Л6]. В свою очередь, каждый из этих способов практически может осуществляться различным образом.

Возможность симметрирования питающих мостов путём снижения полных сопротивлений их эквивалентных поперечных элементов

В разд. 4.6 уже указывалось, что чем ниже полные сопротивления эквивалентных поперечных элементов двойного моста со слоевой намоткой обмоток реле, тем ближе к началу координат сдвигается область $A_{c\ макс}$ в функции от x_W. Вследствие этого в двойных, а также и в сложных мостах класса Б с такой намоткой обмоток реле при наиболее длинных абонентских линиях область $A_{c\ макс}$ перемещается из полосы низких частот, характерной для мостов класса А, в полосу более высоких и важных для качества связи частот. Однако при сопротивлениях обмоток реле: питающего порядка 500 *ом* и сигнального порядка 1000 *ом* (например, в *ІГИ* АТС-47) — указанная область $A_{c\ макс}$ недостаточно сдвигается к началу координат, вследствие чего величина A_c при наиболее длинных абонентских линиях достигает максимального значения в полосе наиболее важных частот (рис. 4.20).

Из кривых рис. 6.3 видно, что, если бы имелась возможность сдвинуть область $A_{c\ макс}$ ниже $x_{W\ (m)}$, $\leqslant$ 100 *ом*, то при абонент-

ских линиях обычной длины ($l \leqslant 4$ *км* или $C_W \leqslant 0{,}3$ *мкф*) и даже при длине линии порядка 5,8 *км* ($C_W \approx 0{,}44$ *мкф*) асимметрия такого моста не могла бы достичь максимальной величины в полосе частот ниже 3500 *гц*. Следовательно, величина A_c при этом была бы значительно снижена в полосе наиболее важных частот.

Анализ показал, что если $z_{1,2\,(o)} \leqslant 30$ *ом* и $C_1 = C_2 = \infty$, условия максимума A_c в функции от x_W при $r_W = 0$ и $r_W \neq 0$ практически совпадают и выражаются соотношением

$$x_{W\,(m)} \approx x_{W(m)}^{(o)} \approx Z_{1,2(o)} \sqrt{\frac{z_a}{|2Z_{1,2(o)} + Z_a|}}. \qquad (6.3)$$

При этом очевидно, что

$$x_{W(m)} \leqslant z_{1,2(o)}. \qquad (6.3а)$$

Отсюда следует, что при снижении среднего полного сопротивления эквивалентных поперечных элементов двойного питающего моста ниже $Z_{1,2\,(o)} \leqslant 30$ *ом* поставленное условие должно безусловно выполняться.

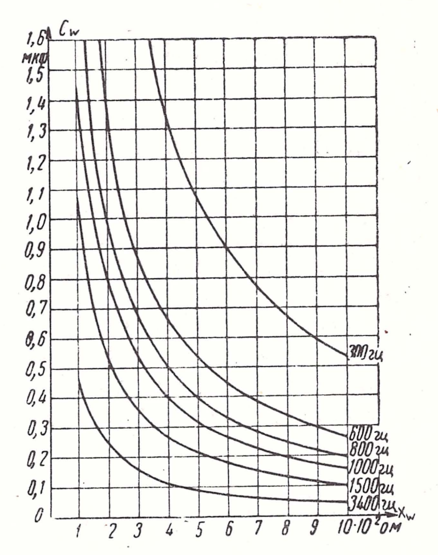


Рис. 6.3. Кривые для определения соотношений между ёмкостью и реактивным сопротивлением нагрузочных сопротивлений на различной частоте

Поскольку в реальных условиях реактивное сопротивление x_W во много раз превышает указанное значение $x_{W(m)}$, то при одинаковой точности изготовления обмоток реле слоевой намотки ($z_{1,2\,(o)} = \text{const}$) двойной мост с меньшим средним сопротивлением $z_{1,2\,(o)}$ должен иметь более низкую величину A_c. Такой вывод полностью подтверждается результатами расчётов и измерений. Как видно из кривых рис. 6.4*а* и *в*, при равных условиях два двойных моста, у которых полные сопротивления $z_{1\,(o)} = z_{2\,(o)} = z_{(o)}$ и $|\Delta Z_{(o)}| = |\Delta Z_{1\,(o)}| = |\Delta Z_{2\,(o)}|$ соответственно относятся как 10 : 1 и углы этих сопротивлений равны, характеризуются весьма различными величинами A_c.

Обозначим отношение величины A моста I с большими сопротивлениями $z_{(o)}$ и $|\Delta Z_{(o)}|$ к величине A_c моста II с весьма низкими сопротивлениями $z_{(o)}$ и $\Delta Z_{(o)}$ через коэффициент снижения асимметрии $K_{сн}$, т. е.

$$K_{сн} = \frac{IA_c}{IIA_c}. \qquad (6.4)$$

Расчёты показали, что наибольшее снижение величины A_c на длинных абонентских линиях происходит при $C_1 = C_2 = \infty$ ($K_{сн} \approx 6$) и при симметричных разделительных конденсаторах ($K_{сн} \approx 5$). Из тех же кривых видно, что при $C_1 = C_2 = \infty$, вследствие смещения области $A_{c\,макс}$ к началу координат, величина A_c моста *II* на линиях обычной длины ($x_W \geqslant 530$ *ом;* $C_W \leqslant 0{,}3$ *мкф*) не превышает $1‰$ даже при $r_W = 0$ ($0{,}536‰ \leqslant A_c \leqslant 1‰$). При тех же условиях величина A_c моста *I* превышает $3{,}9‰$ ($3{,}94‰ \leqslant A_c \leqslant 7{,}5‰$).

При $C_1 = C_2 = 4$ *мкф* величины A_c уменьшаются примерно на 0,2—0,3‰ у моста *I* и возрастают на 0,05—0,1‰ у моста *II* (рис. 6.4*в*). В предельных случаях, когда абсолютная величина полуразности ёмкостей конденсаторов составляет 10% от номинальной ёмкости, коэффициенты $K_{сн}$ уменьшаются примерно в 3 раза (рис. 6.4*д* и *е*), так как разность ёмкостей $C_1 - C_2$ значительно увеличивает сопротивления $|\Delta Z_{1,2\,(o)}|$ и $|\Delta Z_1|$ моста *II*. Вследствие этого при весьма низких полных сопротивлениях эквивалентных поперечных элементов ($z_{1,2\,(o)} \leqslant 50$ *ом*) неравенство ёмкостей разделительных конденсаторов во всех случаях увеличивает величину A_c двойного питающего моста (рис. 6.4*д* и *е*).

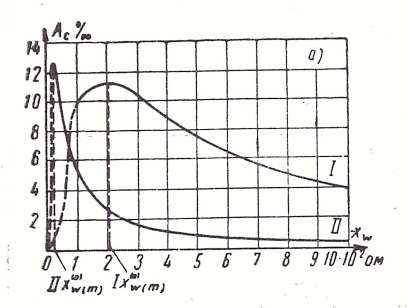
Очевидно, что при равных ёмкостях разделительных конденсаторов ($C_1 = C_2$) или при равных параметрах отдельных пар поперечных элементов ($\Delta Z_1 = \Delta Z_2 = 0$ в мостах класса А и $\Delta Z_{1\,(o)} = \Delta Z_{2\,(o)} = 0$ в мостах класса Б) асимметрия двойного питающего моста обусловливается соответственно только абсолютной величиной поперечной ($A_{c(п)}$) или продольной ($A_{c(прод)}$) асимметрии, т. е.

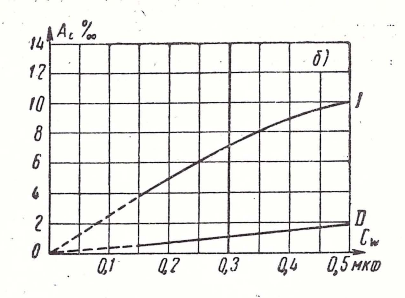
$$\left.\begin{array}{l} \left|\underset{\rightarrow}{A}_{c(п)}\right| = \underset{\rightarrow}{A}_{c[C_1=C_2]}\,;\ \left|\underset{\rightarrow}{A}_{c(прод)}\right| = \underset{\rightarrow}{A}_{c\,[\Delta Z_{1(o)} = \Delta Z_{2(o)} = 0]} \\ \left|\underset{\leftarrow}{A}_{c(п)}\right| = \underset{\leftarrow}{A}_{c[C_1=C_2]}\,;\ \left|\underset{\leftarrow}{A}_{c(прод)}\right| = \underset{\leftarrow}{A}_{c\,[\Delta Z_{1(o)} = \Delta Z_{2(o)} = 0]} \end{array}\right\}^{1)}. \quad (6.5)$$

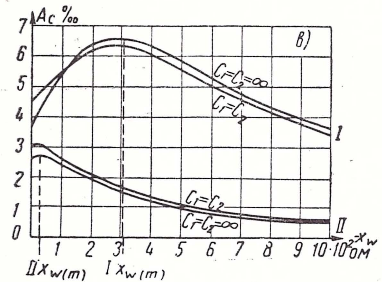
Анализ показал, что величину A_c любого питающего моста можно представить в виде геометрической суммы величин поперечной и продольной асимметрии, т. е. в виде

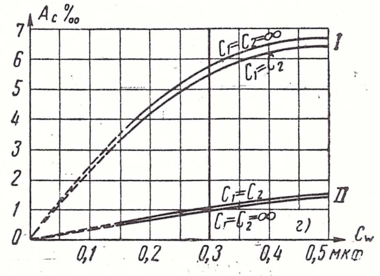
$$\left.\begin{array}{l} \underset{\rightarrow}{A}_c = \left|\underset{\rightarrow}{A}_{c(п)} + \underset{\rightarrow}{A}_{c\,(прод)}\right| \\ \underset{\leftarrow}{A}_c = \left|\underset{\leftarrow}{A}_{c(п)} + \underset{\leftarrow}{A}_{c(прод)}\right| \end{array}\right\}. \quad (6.6)$$

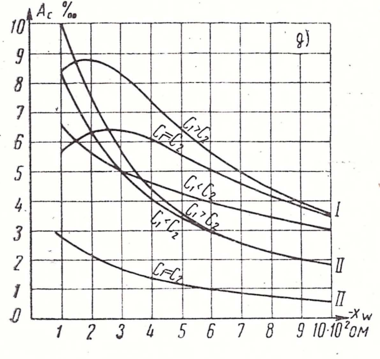
1) Для моста класса А $|A_{c\,(прод)}| = A_{c[\Delta Z_1 = \Delta Z_2 = 0]}$











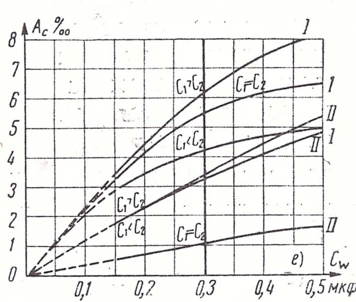


Рис. 6.4. Кривые зависимости величины A_c двух различных двойных мостов класса Б со слоевой намоткой обмоток реле на частоте 1000 *гц* от реактивного сопротивления x_W и от ёмкости нагрузочных сопротивлений при $z_a = 1000$ *ом*, $\varphi_a = 30°$ и следующих параметрах мостов:

первого моста — $z_{1(o)} = z_{2(o)} = z_{(o)} = 448$ *ом*; $|\Delta Z_{(o)}| = 5{,}58$ *ом*

второго моста — $z_{1(o)} = z_{2(o)} = z_{(o)} = 44{,}8$ *ом*; $|\Delta Z_{(o)}| = 0{,}558$ *ом*

$\alpha_{(o)} = \text{const}$; $\varphi_{(o)} = \text{const}$

для случаев: *а*) и *б*) $r_W = 0$; $C_1 = C_2 = \infty$; *в*) и *г*) $r_W = 150$ *ом*; $C_1 = C_2 = 4$ *мкф* и $C_1 = C_2 = \infty$; *д*) и *е*) $r_W = 150$ *ом*; $C_1 = C_2 = 4$ *мкф* и разделительных конденсаторов ёмкостью 3,6 и 4,4 *мкф*

Например, для двойного питающего моста класса Б на основании ф-л (4.36), (4.37) и (4.38) величины $A_{c(n)}$ и $A_{c(прод)}$ можно определить из выражений [1]):

$$\left.\begin{aligned} \underset{\rightarrow}{A}_{c(n)} &= 2\frac{z_a z_{1,2(o)}}{B_{1(0)}}\left[W\left(\alpha_{1(o)}+\alpha_{2(o)}-\frac{\Delta Z_{1(o)}+\Delta Z_{2(o)}}{Z_\Delta}\right)+\right. \\ &\qquad \left.+\alpha_{2(o)} Z_{\kappa 1}\right] \\ \underset{\rightarrow}{A}_{c(прод)} &= -2\frac{z_a z_{1,2(o)}}{B_{1(o)}}\left(W\frac{\Delta Z_\kappa}{Z_\Delta}+\alpha_\kappa Z_{\kappa 1}\right) \end{aligned}\right\}, \tag{6.7}$$

$$\left.\begin{aligned} \underset{\leftarrow}{A}_{c(n)} &= 2\frac{z_a z_{1,2(o)}}{B_{2(o)}}\left[W\left(\alpha_{1(o)}+\alpha_{2(o)}-\frac{\Delta Z_{1(o)}+\Delta Z_{2(o)}}{Z_\Delta}\right)+\right. \\ &\qquad \left.+\alpha_{1(o)} Z_{\kappa 2}\right] \\ \underset{\leftarrow}{A}_{c(прод)} &= -2\frac{z_a z_{1,2(o)}}{B_{2(o)}}\left(W\frac{\Delta Z_\kappa}{Z_\Delta}+\alpha_\kappa Z_{\kappa 2}\right) \end{aligned}\right\}. \tag{6.7a}$$

Из сравнения кривых *I* и *II* рис. 6.4 нетрудно убедиться, что при снижении полных сопротивлений эквивалентных поперечных элементов питающего моста симметрирование последнего происходит главным образом за счёт значительного уменьшения абсолютной величины поперечной асимметрии. Это и понятно, поскольку $A_{c(n)} \to 0$, если $Z_{1,2(o)} \to 0$ и $\Delta Z_{1,2(o)} \to 0$. Несмотря на то, что при этом величина A_c и, следовательно, величина $A_{c(прод)}$ также стремятся в пределе к нулю, кривые $A_c = f(z_{1,2(o)})$ и $|A_{c(прод)}| = f(z_{1,2(o)})$ имеют меньшую крутизну, чем кривая $|A_{c(n)}| = f(z_{1,2(o)})$ при $Z_{1,2(o)} \to 0$. Вследствие этого снижение величины продольной асимметрии происходит значительно медленнее, чем величины поперечной асимметрии. Однако даже в предельных случаях, когда полуразность ёмкостей разделительных конденсаторов достигает 10% номинальной ёмкости, у моста *II* при $x_W \geqslant 500$ *ом* величина A_c всё же значительно ниже (почти в 2 раза при $r_W = 150$ *ом*), чем у моста *I* при $C_1 = C_2$ или $C_1 > C_2$ (рис. 6.4*д* и *е*). Характерно, что при указанном наиболее неблагоприятном сочетании ёмкостей конденсаторов и $x_W \geqslant 500$ *ом* величина A_c моста *II* ниже величины A_c моста *I* на 27—65% при

---

[1]) В отдельности эти величины не равны слагаемым в ф-лах (4.37) и (4.38).

$r_W = 150$ *ом* и на 50—65% при $r_W = 0$ для самого благоприятного сочетания тех же конденсаторов.

Очевидно, что с уменьшением разности ёмкостей конденсаторов различие между величинами A_c рассматриваемых мостов должно возрасти. Поэтому эффективность способа симметрирования питающих мостов путём снижения полных сопротивлений их эквивалентных поперечных элементов может значительно возрасти, если не допускать включения в разговорные провода одного и того же прибора разделительных конденсаторов с различными знаками отклонений в ёмкостях, так как в этих случаях предельная полуразность в ёмкостях разделительных конденсаторов не превысит 5% номинальной ёмкости. Очевидно также, что эффективность такого способа должна возрастать с увеличением частоты тока, поскольку при этом влияние продольной асимметрии уменьшается. Однако при этом не следует забывать, что с увеличением частоты может возрасти и величина поперечной асимметрии.

Способ заземления средней точки дросселя с весьма низкими сопротивлениями обмоток постоянному току

Обычно питающие реле в мостах современных АТС характеризуются значительно более высокими сопротивлениями обмоток постоянному току, чем в рассмотренном двойном мосте *II* (см. гл. 4). Измерения входных сопротивлений каждого провода питающего моста АТС-47 по отношению к земле (полных эквивалентных сопротивлений поперечных элементов всей схемы моста) в режиме действия асимметрии, т. е. при однопроводной передаче переменного тока, показали, что они близки к условию $A_{c\,макс}$, вследствие чего величина A_c моста, как и мостов большинства современных АТС, весьма высока.

Рассматриваемый способ принудительного симметрирования основан на принудительном или искусственном снижении входных сопротивлений каждого провода всей схемы питающего моста по отношению к земле путём применения двухобмоточного дросселя с весьма низкими сопротивлениями обмоток постоянному току.

Как известно, в *IГИ* АТС-47 (а также в *IГИ* АТС-40) имеется однообмоточный дроссель, включённый в схему моста с целью улучшения передачи импульсов набора номера (рис. 6.5*а*). Этот дроссель был заменён таким же двухобмоточным дросселем, характеризующимся в двухпроводном режиме передачи разговорных токов теми же параметрами и следующими паспортными данными: сопротивление постоянному току каждой обмотки 15±1,5 *ом,* число витков —1150±0, диаметр провода —0,27 *мм,* намотка — слоевая (или в два провода одновременно). Параметры одного из исследованных дросселей приведены в табл. 2 и 3.

Величина A_c этого дросселя в полосе частот 300—3400 *гц* находилась в пределах 2—3‰, что свидетельствовало о недостаточной его симметрии. Однако к этому при исследовании не стремились, так как необходимо было выяснить, возможно ли сни-

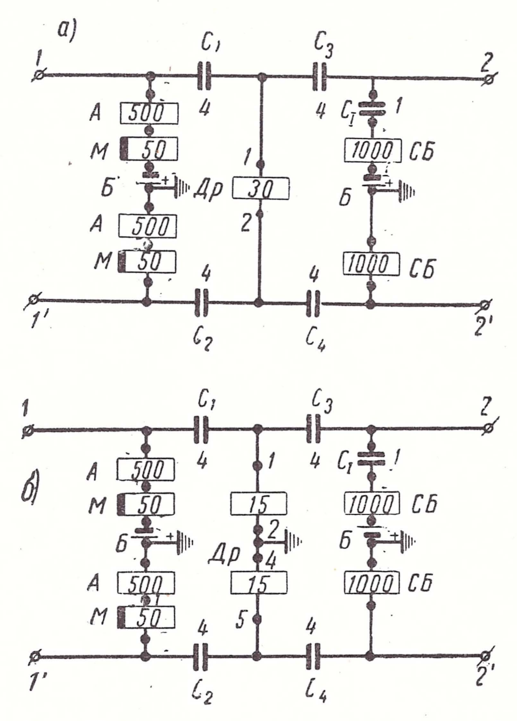


Рис. 6.5. Принципиальные схемы моста *I ГИ* АТС-47:

а) существующая схема с однообмоточным дросселем; *б)* предложенная схема с двухобмоточным дросселем с заземлённой средней точкой (сопротивления для обтекания контактов опущены)

зить асимметрию моста наиболее простыми средствами. Схема *IГИ* АТС-47 при замене однообмоточного дросселя двухобмоточным приведена на рис. 6.5*б*. Её можно привести к эквивалентным схемам рис. 4.17 *б* и *в*. При этом очевидно, что среднее полное сопротивление эквивалентных поперечных элементов $Z_{,(o)} < <15$ *ом*. Следовательно, условие, поставленное в п. 6.3, при таком способе выполняется весьма просто.

Обозначим отношение величин A при незаземлённой и заземлённой средней точке дросселя через коэффициент снижения асимметрии $K_{сн}$, т. е.

$$K_{сн} = \frac{A_c \text{ при незаземлённом дросселе}}{A_c \text{ при заземлённом дросселе}}. \qquad (6.8)$$

Таблица 2

Параметры дросселя во встречном режиме

Частота *гц*	$z'_{(o)}$ *ом*	$z''_{(o)}$ *ом*	$\varphi'_{(o)}$	$\varphi''_{(o)}$
300	15,6	15,5	0	0
800	16,0	16,0	9°50′	6°0′
1000	16,3	16,1	16°30′	14°50′
2000	17,8	17,7	27°0′	30°33′

Таблица 3

Параметры дросселя в последовательном (согласном) режиме

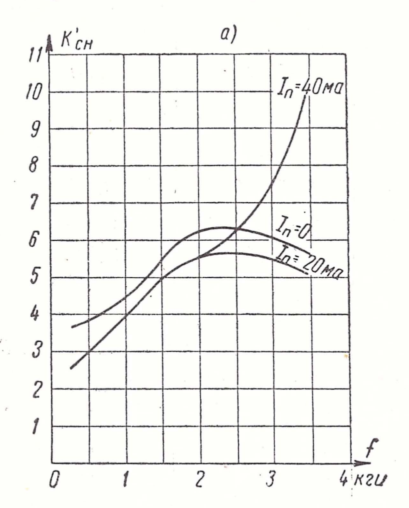
Частота *гц*	$z'_{(n)}$ *ом*	$z''_{(n)}$ *ом*	$\varphi'_{(n)}$	$\varphi''_{(n)}$
300	957	1000	81°0′	82°15′
800	2030	2265	84°0′	80°30′
1 000	2370	2780	84°30′	79°30′
2 000	5800	5750	68°20′	69°30′

Тогда эффективность принудительного симметрирования питающего моста АТС-47 по способу заземления средней точки дросселя можно видеть из кривых рис. 6.6 и 6.7, а моста *ІГИ* АТС-47 — из кривых рис. 6.8 и 6.9. Они показывают, что эффективность рассматриваемого способа возрастает с увеличением тока подпитывания и влияющей частоты, а также сопротивления x_W. На частоте 1000 *гц* при абонентских линиях нормальной длины ($C_W \leqslant 0{,}3$ *мкф*) величина x_W превышает 500 *ом,* а при $C_W = 0{,}265$ *мкф* $x_W \approx 600$ *ом* (см. рис. 6.3). При $x_W \geqslant 500$ *ом* эффективность заземления средней точки дросселя особенно заметна как для моста *ІГИ,* так и всего моста АТС-47.

При этом характерно, что величина A_c *ІГИ* практически не зависит от наличия конденсатора C_1 в цепи обмотки реле *СБ* (рис. 6.5*б*), в то время как в существующей схеме *ІГИ* АТС-47 (рис. 6.5*а*) этот конденсатор оказывает существенное влияние на асимметрию моста (рис. 6.9*в*).

Последняя особенность рассматриваемого способа объясняется тем, что при весьма низких полных сопротивлениях обмоток дросселя в режиме однопроводной передачи токов (примерно

15 *ом*) обмотки реле *СБ*, сопротивления которых постоянному току номинально равны 1000 *ом*, практически не оказывают



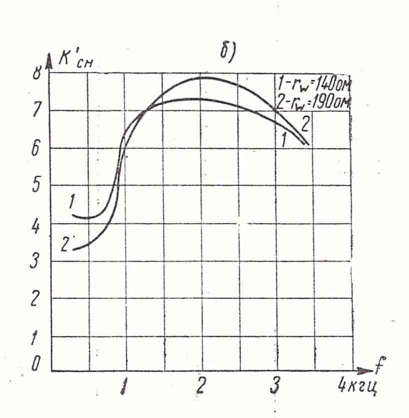


Рис. 6.6. Кривые, иллюстрирующие эффективность принудительного симметрирования питающего моста АТС-47 по способу заземления средней точки дросселя в полосе частот 300—3400 *гц*: *а)* при $C_W = 0{,}265$ *мкф*, $r_W = 0$ и различных токах подмагничивания; *б)* при $C_W = 0{,}3$ *мкф* и $\dot{I}_п = 40$ *ма*

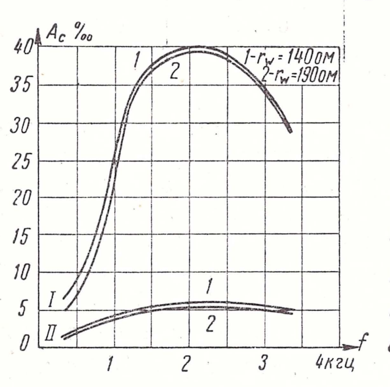


Рис. 6.7. Кривые зависимости величины A_c питающего моста АТС-47 от частоты при $C_W = 0{,}3$ *мкф*, $\dot{I}_п = 40$ *ма* и незаземлённом дросселе (кривые *I*) или заземлённой средней точке дросселя (кривые *II*)

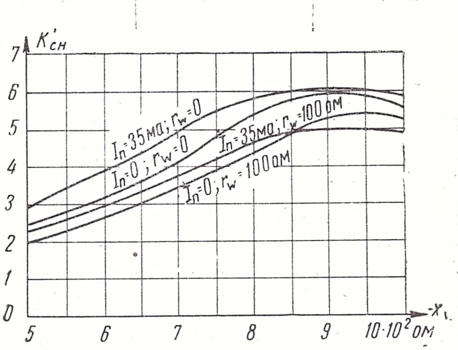


Рис. 6.8. Кривые, иллюстрирующие эффективность принудительного симметрирования моста *IГИ* АТС-47 по способу заземления средней точки дросселя на частоте 1000 *гц*

влияния на величину эквивалентных параметров моста в указанном режиме передачи токов. Экспериментальные исследования

зависимости асимметрии моста АТС-47 от поперечных и продольных элементов и способа включения дросселя в *ІГИ* показали, что по этой причине при применении способа заземлённого дросселя включение сигнальных реле практически не влияет на величину A_c всего моста. При наличии однообмоточного дросселя способ включения этих реле, а также дополнительных

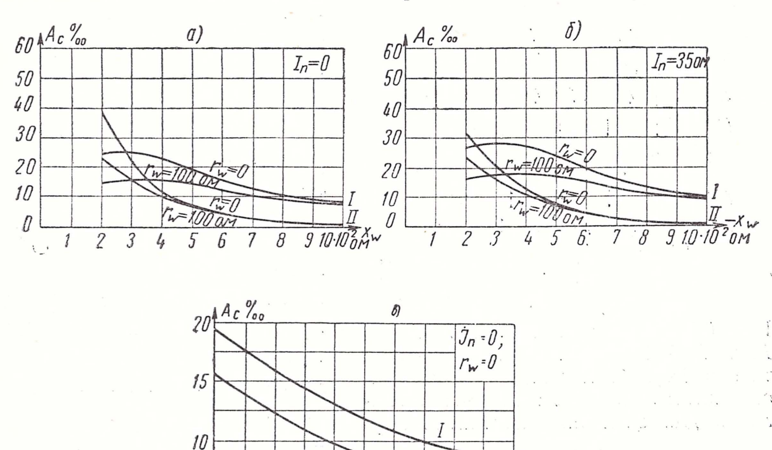


Рис. 6.9. Экспериментальные кривые зависимости величины A_c моста *І ГИ* АТС-47 от реактивного сопротивления x_W на частоте 1000 *гц*: *I* — при незаземлённой и *II* — при заземлённой средней точке дросселя для условий:

а) $\dot{I}_n=0$, *б)* $\dot{I}_n=35$ *ма*, *в)* $\dot{I}_n=0$ и включённом или выключенном конденсаторе C_1 в цепи обмотки реле *СБ*

конденсаторов к ним имеет весьма существенное значение. К примеру укажем, что на частоте 1000 *гц* при $C_W=0{,}265$ *мкф* и отсутствии тока подмагничивания величина A_c моста АТС-47 была равна 24,5‰, а при выключении симметрирующей обмотки реле *СБ* величина A_c возросла до 41,5‰. В случае заземления средней точки дросселя величина A_c при тех же условиях соответственно снизилась до 5,2‰ и 3,1‰. При $\dot{I}_n=40$ *ма* и тех же условиях при заземлении средней точки дросселя величина A_c снизилась в 3—4 раза и оказалась соответственно равной 4,15‰ и 5‰.

Возможность увеличения полных сопротивлений однообмоточных сигнальных реле путём увеличения числа витков позволило прийти к выводу о возможности упразднения симметрирующих обмоток сигнальных реле в случае применения дросселя

с заземлённой средней точкой. Это не только создаёт значительные удобства при разработке схем, но и даёт значительную экономию меди, конденсаторов, сопротивлений и релейных контактов в схемах основных приборов АТС (*IГИ* и *ЛИ*), а также и в схемах *РСЛ* и промоборудования для связи между собой АТС декадно-шаговой и машинной систем. Вследствие этого предложенная ЦНИИС схема *IГИ* с однообмоточным сигнальным реле и дросселем с заземлённой средней точкой (рис. 6.10) была принята в модернизированной АТС-54 [Л44].

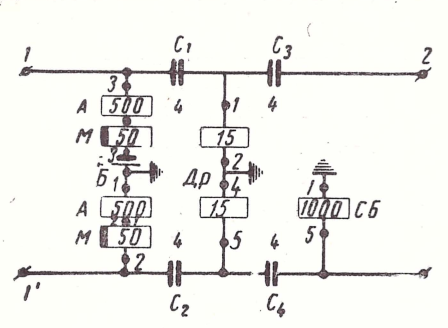


Рис. 6.10. Схема питающего моста *IГИ* АТС-47 с заземлённой средней точкой двухобмоточного дросселя и однообмоточным реле *СБ* (сопротивления для обтекания контактов опущены)

Существенно заметить, что при незаземлённой средней точке дросселя выключение второй обмотки реле *СБ* приводит к весьма значительному увеличению величины A_c моста *IГИ* АТС-47 (до 7,5 раза), в то время как в схеме рис. 6.10 величина A_c не только практически не изменяется, но и во многих случаях даже уменьшается. Измерениями установлено, что при заземлённом дросселе включение в один провод сопротивления порядка 9 *ком* обеспечивает установление той же и даже несколько меньшей величины A_c, что и при наличии в схеме обеих обмоток реле *СБ* и дополнительного конденсатора. При обычной (существующей) схеме *IГИ* такой эффект может быть гарантирован лишь при включении сопротивления выше 150 *ком*.

Многочисленные измерения показали также высокую стабильность величины A_c моста типа АТС-47 с заземлённым дросселем и в тех случаях, когда параметры обмоток сигнальных и импульсных реле различны. Так, например, при замене реле *И* в *ЛИ*, значительно отличающегося по параметрам обмоток от реле *СБ* в *IГИ*, другим реле *СБ*, т. е. при включении в схему моста АТС-47 реле типа *СБ* в *IГИ* и *ЛИ*, величина A_c при заземлённом дросселе практически не изменилась, а при существующей схеме моста АТС-47 величина A_c значительно снизилась. Так, например, при $C_W = 0{,}265$ *мкф* на частоте 1000 *гц* величина A_c снизилась с 2,2% до 1,4%, а на частоте 2000 *гц* — с 5% до 3,25%. Это показывает, что применение различных по параметрам сигнальных реле в АТС-47 также является одной из причин высокой величины A_c моста.

Весьма существенным преимуществом способа симметрирования моста путём заземления средней точки дросселя является

обеспечение низкой асимметрии моста не только во время разговора (рис. 6.6 и 6.7), но и в процессе установления соединения (рис. 6.8 и 6.9).

Многочисленные измерения подтвердили эффективность данного метода симметрирования и показали, что даже при применении низкокачественного дросселя асимметрия моста АТС-47 уменьшается в 4—6 раз в полосе частот 800—1000 *гц* как при наличии, так и отсутствии тока подмагничивания. При этом с увеличением величины A_c в первоначальной схеме увеличивается эффективность в отношении коэффициента $K'_{сн}$ и снижается ниже нормы (7‰) величина A_c в наиболее важной полосе частот 800—1100 *гц* (рис. 6.7).

Таким образом, этот способ принудительного симметрирования питающего моста даёт возможность простейшим путём, без изменения параметров основных элементов моста, не только снизить величину A_c во всей полосе частот 300—3400 *гц*, но позволяет практически пренебречь обычным увеличением величины A_c в полосе частот выше 2000 *гц*.

Следует указать, что чем ниже сопротивление обмоток дросселя во встречном режиме передачи токов, тем эффективнее рассматриваемый способ симметрирования. К примеру можно указать, что для дросселя с сопротивлением обмоток постоянному току 3,85 *ом* вместо 15 *ом* величина A_c моста АТС-47 снизилась на 30—35% в полосе частот выше 800 *гц*. Однако габариты такого дросселя значительно превысили габариты дросселя *IГИ* АТС-47. Практика показала, что симметрирующий дроссель должен изготавливаться с обмотками слоевой намотки или по способу одновременной намотки в два провода, обеспечивающими минимальные полные сопротивления $Z'_{др(o)}$ и $Z''_{др(c)}$. Последний способ намотки является наиболее совершенным, так как он обеспечивает хорошую симметрию и самих обмоток дросселя. В АТС-54 применена слоевая намотка обмоток дросселя [Л44], позволившая при применении этого дросселя с заземлённой средней точкой для перекрытой схемы включения разделительных конденсаторов (рис. 2.4*в*) снизить величину A_c всего моста до 3,3‰ в полосе частот выше 800 *гц*.

Описанный способ принудительного симметрирования был рекомендован для промышленного применения после того, как осциллографирование подтвердило, что замена однообмоточного дросселя на двухобмоточный с заземлённой средней точкой не отражается на передаче импульсов набора номера в *IГИ* АТС-47 при всех существующих технических условиях. Этот метод симметрирования, кроме АТС-54, нашёл применение также в двухпроводных *РСЛ* с трансляцией управляющих сигналов для удалённых АТС, в комплектах *РСЛ* для связи от координатной телефонной подстанции к ГАТС [Л45] и аппаратуре полуавтоматической междугородной телефонной связи [Л46].

Способ заземления средней точки дросселя при его включении к разговорным проводам через дополнительные разделительные конденсаторы

В некоторых питающих мостах при включении к разговорным проводам обмоток дросселя нельзя избежать прохождения по ним постоянного тока. В этих случаях обмотки дросселя можно включать в разговорные провода через дополнительные конденсаторы, как показано, например, в схеме рис. 6.11*а*. Из кривых

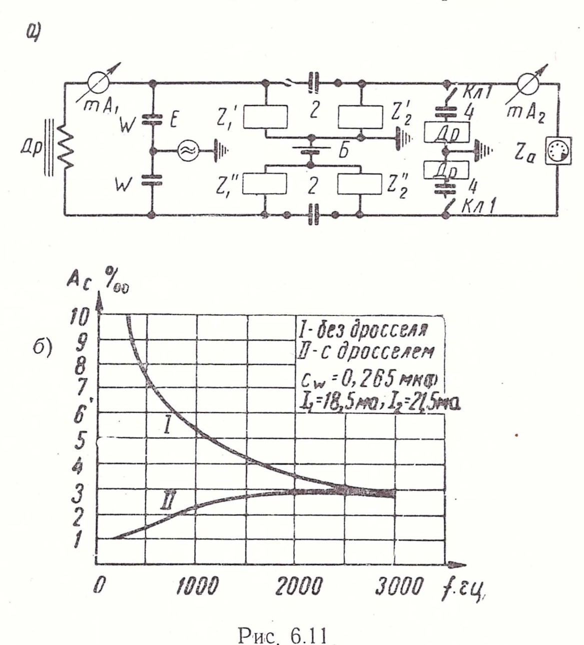


Рис. 6.11.

а) Схема, иллюстрирующая способ симметрирования питающего моста типа АТС машинной системы завода «Красная заря» посредством заземления средней точки дросселя с разделительными конденсаторами; *б)* кривые, иллюстрирующие эффективность применения этого способа

рис. 6.11*б* видно, что применение дросселя с разделительными конденсаторами для симметрирования питающего моста АТС машинной системы завода «Красная заря» по схеме рис. 6.11*а* оказывается также достаточно эффективным. Поэтому такой способ симметрирования может найти применение в питающих мостах, в схеме которых нет однообмоточного дросселя. Для снижения вносимого затухания необходимо применять добавочные разделительные конденсаторы ёмкостью не менее 4 *мкф*, которые даже для частоты в 300 *гц* снизят входное сопротивление дросселя в двухпроводном режиме прохождения разговорных токов не более чем на 266 *ом*, а для более высоких частот ещё меньше.

Известно, что одним из способов уменьшения шумов, обусловленных станционной асимметрией при весьма высоких продольных мешающих напряжениях, является отделение абонентской линии от АТС с помощью переходного трансформатора. Поэтому в некоторых АТС применяется трансформаторный мост питания. Как видно из схемы рис. 2.3*а*, в некоторых питающих мостах трансформаторного типа применён четырёхобмоточный трансформатор без заземления средних точек. Результаты измерений не подтвердили возможность получения высокой

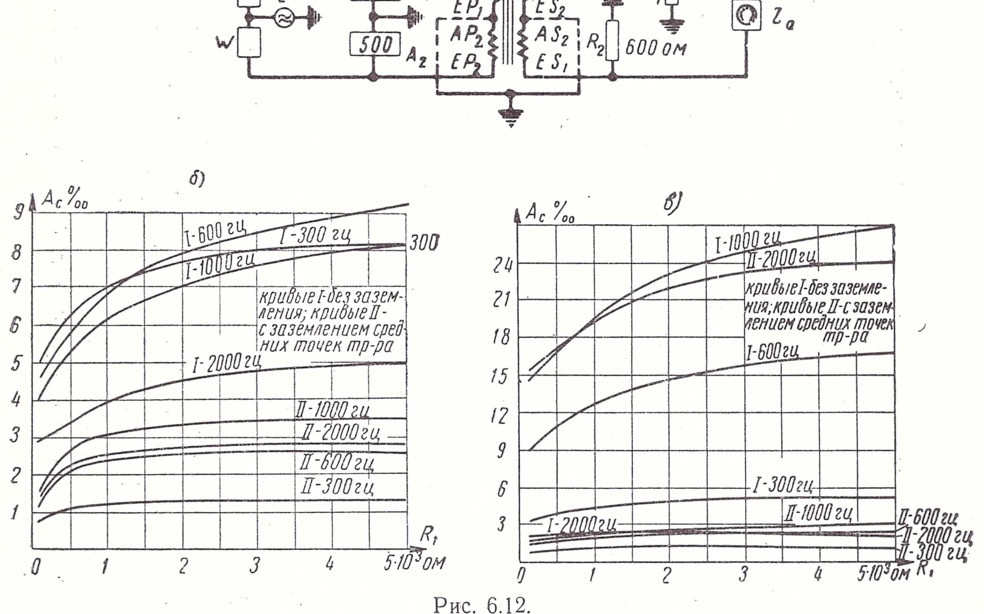


Рис. 6.12.

а) Схема, иллюстрирующая способ симметрирования питающего моста трансформаторного типа, посредством заземления средних точек трансформатора, и кривые, иллюстрирующие эффективность применения этого способа для питающего моста; *б)* без индуктивной связи; *в)* с индуктивной связью между поперечными элементами A_1 и A_2 при $r_W = 190$ *ом* и $C_W = 0{,}3$ *мкф*

симметрии питающего моста при таком включении, поскольку асимметрия поперечных элементов в линейной части трансформатора вызывает появление в первичной обмотке трансформатора напряжения шума, которое индуктивным путём передаётся

во вторичную обмотку трансформатора и затем в телефонный аппарат. Более целесообразно применять заземление средних точек на входе и на выходе трансформатора. При этом используются преимущества совмещения двух способов снижения станционной асимметрии: первого — отделения линии от станции с помощью трансформатора, второго — принудительного симметрирования питающего моста, в котором в качестве дросселя используются те же обмотки трансформатора [Л6]. Таким образом, в способе принудительного симметрирования путём снижения входных сопротивлений каждого провода моста по отношению к земле может применяться в качестве симметрирующего устройства наравне с дросселем и трансформатор. Схемы измерений с использованием трансформатора фирмы Zwietush (V. tp. 13a 2) представлены на рис. 6.12*а*, а эффективность такого способа наглядно иллюстрируется кривыми рис. 6.12*б* и *в*.

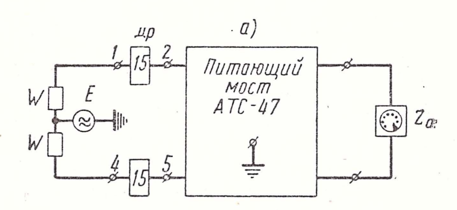
Как видно из этих кривых, при наличии индуктивной связи между поперечными элементами (вместо двух отдельных реле A_1 и A_2 включено двухобмоточное реле *1а*, см. табл. 1) величина A_c более чем в 3 раза превышает величину A_c такого же моста с поперечными элементами без индуктивной связи (отдельные реле A_1 и A_2) в случае применения трансформатора без заземления средних точек.

В случае же заземлений средних точек величина A_c не превышает 5‰. Особенно эффективным оказывается способ заземления средних точек трансформатора при наличии в обеих частях схемы двухобмоточных реле. При этом величина A_c на частоте 1000 *гц* снижается в 6 раз. Для разделения цепей постоянного и переменного токов между обмотками должны быть включены разделительные конденсаторы. Таким образом, такой способ использования обмоток трансформатора в качестве симметрирующего дросселя может оказаться целесообразным в питающих мостах трансформаторного типа и в случаях необходимости включения в станцию линий с весьма значительными продольными мешающими напряжениями, например в комплектах удалённых абонентов.

Способ последовательного включения обмоток симметрирующего дросселя в разговорные провода

Выше было показано (см. гл. 3 и 4), что величина A_c питающего моста любого класса находится в обратной зависимости от активных составляющих нагрузочных сопротивлений r_W. Также было показано, что при ёмкостных нагрузочных сопротивлениях величина A_c значительно превышает величину A_c в случаях, когда $\varphi_W = 0$ или $\varphi_W > 0$. Очевидно, что при искусственном исключении условия $\varphi_W < 0$ и значительном увеличении сопротивления r_W величину A_c питающего моста можно было бы так-

же значительно снизить. Такая возможность обеспечивается [Л6] при последовательном включении в разговорные провода обмоток дросселя или реле, представляющих незначительное сопротивление разговорным токам (в двухпроводном режиме) и значительное сопротивление мешающим токам нулевой последовательности (рис. 6.13*а*). В этом случае сопротивления обмоток дросселя в однопроводном и двухпроводном режимах передачи токов можно обозначить в виде: $Z'_{др\ (о)}$, $Z''_{др\ (о)}$ (табл. 6.2) и $Z'_{др\ (п)}$, $Z''_{др\ (п)}$ (табл. 6.3).



Поскольку эквивалентные нагрузочные сопротивления схемы рис. 6.13*а* можно представить в виде $W_э = W + Z_{др\ (п)}$, а также учитывая, что среднее сопротивление $Z_{др\ (п)}$ возрастает, а реактивное сопротивление x_W уменьшается с увеличением частоты мешающего тока, наибольшее снижение величины $A_с$ при указанном включении обмоток дросселя должно происходить в полосе частот выше 700—800 *гц*.

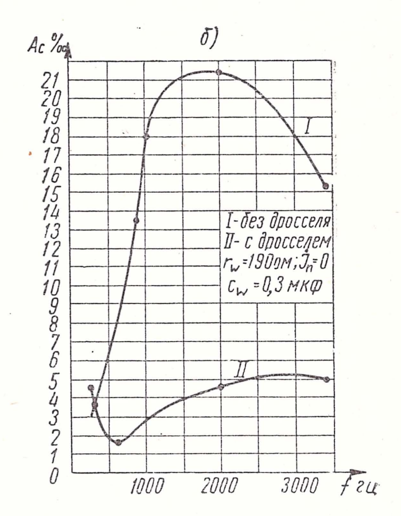


Рис. 6.13.

а) Схема, иллюстрирующая способ симметрирования с последовательным включением в разговорные провода обмоток дросселя, *б)* кривые, иллюстрирующие эффективность применения этого способа для питающего моста АТС-47

Результаты измерений полностью подтвердили эффективность такого способа. Как видно из кривых рис. 6.13*б*, наиболее резкое снижение величины $A_с$ питающего моста АТС-47 происходит в полосе частот 800 ÷ 1100 *гц*, где коэффициент снижения величины $A_с$ достигает 5 ÷ 6.

Очевидно, что при таком включении обмоток двух дросселей на входе и выходе питающего моста можно обеспечить значительное снижение напряжения помех, обусловленных станционной асимметрией, для обоих разговаривающих абонентов. Включение лишь одного дросселя в *ІГИ* или *ЛИ* может снизить помехи за счёт станционной асимметрии только для одного абонента. В этом отношении рассматриваемый способ уступает способу заземления средней точки дросселя, поскольку последний в нерайонированной телефонной сети снижает помехи для обоих абонентов.

6.4. Косвенные способы принудительного симметрирования питающих мостов

До разработки методов принудительного симметрирования питающих мостов существовало опасение, что включение в разговорные провода АТС промежуточных устройств между *IГИ* и *ЛИ* (различного рода *РСЛ*) может увеличить величины асимметрии всего шнура, если эти устройства не будут строго симметричными. Исследования показали [Л6], что требование строгой симметрии комплектов *РСЛ* не всегда является обоснованным и в ряде случаев усложняет разработку и внедрение необходимых для взаимосвязи станций релейных комплектов.

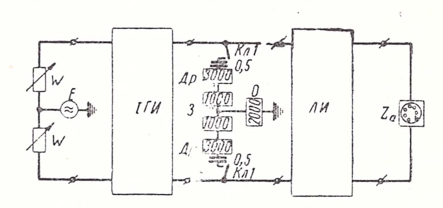


Рис. 6.14. Схема, иллюстрирующая косвенный способ принудительного симметрирования питающего моста

Измерения подтвердили, что параллельное включение к разговорным проводам через разделительные конденсаторы одинаковых (по паспорту) обмоток реле или дросселя, если их сопротивления постоянному току превышают 2500 *ом,* всегда допустимо в питающих мостах класса Б со слоевой намоткой обмоток реле. Это объясняется тем, что входные сопротивления между каждым проводом и землёй таких мостов в 8—10 раз ниже сопротивлений включаемых обмоток реле при однопроводной передаче токов.

В случаях, когда желательно, чтобы дополнительные устройства (например, *РСЛ*) практически не оказывали влияния на величину A_c питающего моста АТС, наиболее целесообразно включать землю к средней точке обмоток реле (дросселей) через однообмоточное реле, как показано на рис. 6.14.

Такой способ включения применён в комплектах реле двухпроводных соединительных линий конденсаторного типа (РСЛ-К) для АТС-47, выпускаемых промышленностью с 1953 г. [Л47]. При разработке этих *РСЛ* учитывалось, что собственная асимметрия РСЛ-К не может ухудшить общей асимметрии моста АТС-47 вследствие весьма высоких полных сопротивлений между каждым из разговорных проводов *РСЛ* и землёй.

Описанный способ включения представляет собой косвенное принудительное симметрирование питающего моста, поскольку устройство, величина асимметрии которого сравнима с величиной A_c моста без этого устройства, не ухудшает асимметрию всего составного моста. Измерения показали, что комплекты РСЛ-К, величина A_c которых равна 2—3‰, незначительно снижают величину A_c моста АТС-47 как при заземлённой, так и незаземлённой средней точке дросселя в *IГИ*. Существенно отме-

тить, что в питающих мостах класса А, а также класса Б с секционированной намоткой обмоток реле только такой способ может обеспечить практическое постоянство величины асимметрии моста при включении в разговорный тракт обычных промежуточных устройств релейного типа без нелинейных элементов.

Этот способ даёт возможность включать однообмоточные сигнальные реле через двухобмоточный дроссель, одна из обмоток которого соединена с разговорным проводом через разделительный конденсатор, а вторая — непосредственно со вторым проводом разговорной цепи. Сигнальное реле в этом случае должно включаться к средней точке дросселя. При этом незначительное сопротивление разделительного конденсатора не оказывает влияния на асимметрию моста, так как полное сопротивление сигнального реле велико.

Другим примером косвенного симметрирования является включение реле *М* в *IГИ* АТС-47 (рис. 2.4*б*). Включение обмоток этого реле последовательно с обмотками реле *А* значительно увеличивает общее полное сопротивление обмоток реле *А*+*М* в режиме однопроводной передачи токов, так как при этом обмотки реле *М* включены согласованно. Поэтому при таком включении величина A_c моста АТС-47 зависит в меньшей степени от асимметрии реле *А*+*М*, чем от реле *А* в *ЛИ*, даже если реле *М* само недостаточно симметрично.

Как уже указывалось, применённый в АТС-47 способ включения двухобмоточного сигнального реле (например, реле *СБ* в *IГИ*) неэффективен при использовании реле *РПН* со слоевой намоткой обмоток и добавочного разделительного конденсатора. Однако нетрудно убедиться, что и такой способ может обеспечить практическую независимость величины A_c моста АТС-47 от асимметрии двухобмоточного сигнального реле с секционированной обмоткой, поскольку такая обмотка, как было показано выше, в однопроводном режиме прохождения переменного тока характеризуется высокими эквивалентными полными сопротивлениями обмоток.

Приведённые примеры свидетельствуют о том, что при разработке различных приборов, входящих в разговорный тракт и, следовательно, в питающий мост станции, следует правильно использовать все возможные способы снижения асимметрии моста, учитывая особенности его схемы, а также особенности намотки обмоток реле.

6.5. Возможность симметрирования питающих мостов путём переключения разделительных конденсаторов или уменьшения разности их ёмкостей

Как уже указывалось в главах 3 и 4, возможность и целесообразность симметрирования питающих мостов любого класса путём переключения разделительных конденсаторов с одного

провода на другой не вызывает сомнения. В разделе 6.3 показана также значительная эффективность симметрирования питающего моста типа АТС-47 (при наличии дросселя с заземлённой средней точкой) путём выравнивания ёмкостей разделительных конденсаторов.

Однако осуществление указанных способов симметрирования в настоящее время затрудняется тем, что в конструкции стативов АТС такая возможность не предусмотрена, так как разделительные конденсаторы устанавливаются на стативе, а релейные комплекты являются съёмными и при изготовлении не закрепляются за определёнными местами на стативе. При иной конструкции стативов указанные способы симметрирования могут найти применение, в особенности в несъёмных платах с установленными на них конденсаторами.

Вследствие этого способы симметрирования питающих мостов путём переключения разделительных конденсаторов или уменьшения разности их ёмкостей должны быть учтены при разработке приборов и АТС на малоинерционных механизмах, поскольку эти способы не требуют дополнительных затрат на симметрирующие элементы и позволяют применять конденсаторы с большим разбросом ёмкостей, например конденсаторы с допуском ±20% вместо ±10%.

6.6. Основные выводы

1. В АТС-47 и АТС аналогичного типа, имеющих в *IГИ* однообмоточный дроссель, наиболее действенным и экономически целесообразным способом принудительного симметрирования питающего моста является замена однообмоточного дросселя в *IГИ* двухобмоточным с заземлённой средней точкой.

2. Способ симметрирования при последовательном включении обмоток дросселя (или низкоомного реле) в разговорные провода наиболее целесообразно применять при включении в АТС абонентских линий с более значительными величинами продольных мешающих напряжений, чем обычные абонентские линии (например, линии удалённых абонентов, линии таксофонов, установленных в метрополитене, соединительные линии, входящие в телефонные станции метрополитена, и др.).

3. Применение способа последовательного включения обмоток дросселя в разговорные провода может оказаться необходимым и в станциях, питающие мосты которых не позволяют включить дроссель с заземлённой средней точкой без дополнительных конденсаторов.

4. В питающих мостах трансформаторного типа наиболее целесообразно применять способ принудительного симметрирования с заземлением средних точек трансформатора.

5. Рассмотренные здесь способы принудительного симметрирования могут найти применение в питающих мостах различных телефонных станций.

Выбор же способа принудительного симметрирования, как и других способов симметрирования, может быть осуществлён только в процессе конкретной разработки схем питающих мостов, а также различных приборов, включаемых в разговорный тракт. При этом не исключается возможность применения комбинированных способов симметрирования в тех случаях, где это оправдано спецификой прибора или особыми требованиями.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ю. О. Ридель. «Асимметрия в телефонных схемах». «Электросвязь», № 8, 1940.

2. Г. С. Сидоров. Определение временных норм допустимого напряжения шума для телефонного тракта и его отдельных звеньев. Отчёт ЦНИИС, 1941.

3. Труды МККФ, VIII пленум МККФ (Красная книга). Париж, 1931.

4. Труды МККФ. X пленум МККФ (Белая книга), тт. II, III и IV. Будапешт, 1934.

5. Л. Я. Эйдельман. Замечания по рекомендациям МККФ в отношении определений величины и методов измерений станционной асимметрии. Доклад Телефонной Администрации Министерства связи СССР на XVII пленуме МККФ, 1 исследовательская комиссия МККФ. МККФ, документ № 43, Женева, 1954.

6. Л. Я. Эйдельман. Исследование асимметрии питающих мостов телефонных станций. Диссертация на соискание учёной степени канд. техн. наук. ЦНИИС, 1955.

7. Л. Я. Эйдельман. К вопросу об определении величины и методов измерения асимметрии питающих мостов телефонных станций. Сборник научных трудов ЦНИИС, Связьиздат, 1958.

8. R. Führer. «Unsymmetrie von Schaltgliedern». TFT,» № 11, 1935.

9. Белая книга МККФ. Изд. Сименс и Гальске. Берлин, 1940.

10. Основные нормы и рекомендации МККФ (Дальная связь). Связьиздат, 1948.

11. Труды МККФ. XI пленум МККФ (Белая книга), тт. I бис, II бис и IV. Копенгаген, 1936.

12. Труды МККФ. Протоколы XIV пленума МККФ. Монтре, 1946.

13. Труды МККФ. Протоколы XV пленума МККФ. Париж, 1949.

14. Труды МККФ. XVI пленум МККФ (Жёлтая книга), т. VI. Венеция. 1951.

15. Н. Н. Соловьёв. Основы измерительной техники проводной связи, часть 3. Госэнергоиздат, 1959.

16. Е. В. Китаев. Основы телефонии и телефонные станции ручного обслуживания. Связьиздат, 1944.

17. М. Н. Стоянов. Методы расчёта питающего мостика АТС. Диссертация на соискание учёной степени канд. техн. наук ЦНИИС, 1940.

18. Е. В. Катаев. Телефония. Связьиздат, 1952 и 1958.

19. Ganitta. «Unsymmetrie in Vermittlungseinrichtungen», «NTZ», № 12, 1955.

20. F. Pfleiderer., Dämpfung und Symmetrie in Fernsprechämtern», «FFT», № 11/12, 1935; № 13, 1936.

21. F. Pfleiderer «Messung und Beurteilung der Unsymmetrie in Fernspech—und Vermittlungsanlagen». «ETZ—A». № 5, 1953.

22. М. И. Михайлов и П. А. Азбукин. Воздушные и кабельные линии связи и их защита. Связьиздат, 1940.

23. Труды МККТТ. Предварительный отчёт о заседании 5 ИК МККФ. Документ № 20 МККТТ, Женева, июль 1960.

24. Ю. М. Коробов. Электрические измерения на городских телефонных сетях. Связьиздат, 1958.

25. Э. В. Зелях. Основы общей теории линейных электрических схем. Издание АН СССР, 1951.

26. М. И. Витенберг. Расчёт телефонных и кодовых реле. Госэнергоиздат, 1947.

27. М. И. Витенберг. Расчёт электромагнитных реле для аппаратуры автоматики и связи. Госэнергоиздат, 1956.

28. Л. С. Фарафонов, К. И. Волкова, Я. Г. Кобленц, Е. М. Ройтенберг. Автоматические телефонные станции декадно-шаговой системы АТС-47. Связьиздат, 1951.

29. К. П. Яковлев. Математическая обработка результатов измерений. Гостехиздат, 1950.

30. В. Н. Кулешов. Теория кабелей связи. Связьиздат, 1950.

31. Инженерно-технический справочник по электросвязи. Телефония, т. II. Связьиздат, 1943.

32. П. К. Акульшин, И. А. Кощеев и К. Е. Кульбацкий. Теория связи по проводам. Связьиздат, 1940.

33. П. А. Ионкин. «О схемах замещения электрических цепей с магнитной связью». «Электричество», № 2, 1947.

34. П. А. Ионкин. «Теорема Тевенена в применении к электрическим цепям с индуктивной связью». «ИЭСТ», № 5, 1941.

35. П. Л. Калантаров и Л. Р. Нейман. Теоретические основы электротехники. Госэнергоиздат, 1951.

36. Л. Я. Эйдельман. Метод развязки индуктивных связей без изменения конфигурации и числа элементов схемы. Доклад на научной сессии, посвящённой столетию со дня рождения А. С. Попова. Секция проводной связи, 1959.

37. Н. Н. Соловьёв. Полезный вариант мостовой схемы для измерения индуктивности при подмагничивающем токе. Сборник «Вопросы электроизмерительной техники». Госэнергоиздат, 1951.

38. К. А. Круг. Основы электротехники. ОНТИ, 1936.

39. C. M. Morris. Relay coils with improved longitudinal balance. B. L. Reicord, № 1, 1947.

40. Рекомендации международных консультативных комитетов по телефонии и телеграфии. Связьиздат, 1959.

41. Н. Н. Соловьёв. Измерения в проводной связи. Связьиздат, 1945.

42. С. А. Лютов. Индустриальные помехи радиоприёму и борьбе с ними. Госэнергоиздат, 1952.

43. А. М. Хабаров. Телефонные станции системы ЦБ. Издательство НКПТ, 1928.

44. Р. В. Лийк и Е. М. Ройтенберг. Автоматическая телефонная станция декадно-шаговой системы АТС-54. Связьиздат, 1959.

45. Координатная телефонная подстанция. Инф. сборник. Техника связи. Связьиздат, 1959.

46. Б. Н. Вознесенский, Е. А. Зайончковский, З. И. Прыткова и Ш. Г. Соловьёв. Аппаратура полуавтоматической междугородной телефонной связи. Связьиздат, 1958.

47. Л. Я. Эйдельман. «Комплекты реле двухпроводных соединительных линий конденсаторного типа для АТС-47». «Вестник связи», № 4, 1954.

ОГЛАВЛЕНИЕ

ЦЕНА 30 КОП.